

Mitteilung aus dem Applikationslabor der Valvo GmbH

R. SUHRMANN

Kontrastfilter für Fernsehgeräte

DK 621.397.62

Die meisten Fernsehempfänger verwenden als Schutzscheibe ein mehr oder weniger stark gefärbtes Glas, mit dem sich eine Verbesserung des Kontrastes des Fernsehbildes bei Aufhellung des Bildschirms durch Störlicht der Umgebung erreichen läßt. Die Wirkung dieser „Kontrastfilterscheiben“ beruht darauf, daß das Störlicht die Filterscheibe zweimal durchdringen muß, um zum Auge des Betrachters zu gelangen, das Nutzlicht der Bildröhre dagegen nur einmal. Dadurch wird das Störlicht doppelt geschwächt, das Nutzlicht nur einfach. Inzwischen sind verschiedene Filtertypen in Fernsehempfänger eingebaut worden. Die folgenden Untersuchungen sollen einen Vergleich der Filtereigenschaften ermöglichen. Der Vergleich beschränkt sich dabei nur auf die Kontrastfilter. Mehrfarben-Filter, die dazu dienen sollen, aus dem Schwarz-Weiß-Bild ein „farbiges“ Fernsehbild zu machen und deren Wert hier wohl nicht diskutiert zu werden braucht, sind nicht Gegenstand der folgenden Ausführungen.

Bei Kontrastfiltern kann man grundsätzlich zwei Arten unterscheiden: Graufilter und Selektivfilter, die sich durch ihren spektralen Transparenzverlauf unterscheiden. Die Durchlässigkeit ist bei Graufiltern über den ganzen sichtbaren Spektralbereich konstant. Selektivfilter haben für gewisse Abschnitte des Spektrums erhöhte oder verringerte Durchlässigkeit.

Wichtig sind in diesem Zusammenhang auch die optischen Eigenschaften des Bildschirms der Bildröhre. Weil das Störlicht nach Durchlaufen der Filterscheibe vom Bildschirm reflektiert wird, interessiert in erster Linie der spektrale Remissionsfaktor der Leuchtschirmsubstanz. Außerdem ist die spektrale Energieverteilung des emittierten Nutzlichtes wichtig.

Im weiteren Verlauf der Untersuchungen wird angenommen, daß das Störlicht diffus auf den Bildschirm fällt; nur die dadurch bedingte Aufhellung sei betrachtet, nicht dagegen die an Glas-Luft-Übergängen von Kontrastfilter und Bildröhre entstehenden Mehrfachreflexionen (Reflexdoppelbilder bestimmter Gegenstände und Lichtquellen).

1. Objektive Messungen der optischen Filter und Bildschirmseigenschaften

1.1 Messung der Transparenz der Filterscheiben

Die spektrale Durchlässigkeit (Transparenz) der Vorsatzscheiben wird beispielsweise mit dem Meßaufbau nach Bild 1 ermittelt: Das Licht einer Wolfram-Bandlampe wird mit Hilfe eines Kondensors auf einen Spalt abgebildet. Hinter dem Spalt ist ein Interferenz-Verlaufkeil verschiebbar angebracht, der eine spektrale Zerlegung des Lichtes der Wolfram-Bandlampe bewirkt. Durch die Größe des Spaltes bedingt,

wird jeweils nur ein kleiner Teil des Keiles und damit des Spektrums ausgeblendet. Das so erhaltene monochromatische Licht fällt auf eine Photozelle, mit der die Intensitätsmessung durchgeführt wird. Der Meßvorgang besteht darin, daß man einmal den Photozellenstrom ohne Filter feststellt, zum anderen die Filterscheibe zwischen Interferenzkeil und Photozelle anbringt und den nunmehr geschwächten

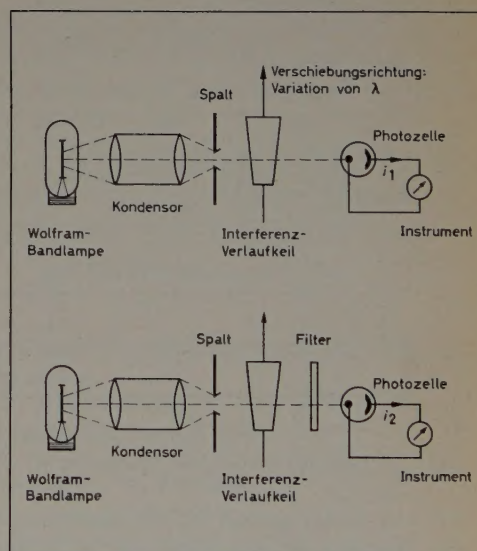


Bild 1. Meßaufbau zur Bestimmung der spektralen Durchlässigkeit von Vorsatzscheiben

Photozellenstrom mißt. Aus dem Verhältnis der beiden Werte ergibt sich der Durchlässigkeitsfaktor des Filters für die betreffende Wellenlänge. Die Genauigkeit der Messung ist dabei im wesentlichen durch die Breite des Spaltes bedingt. Im Interesse einer möglichst reinen Spektralfarbe sollte der Spalt so schmal wie möglich sein. Andererseits darf eine gewisse Spaltgröße nicht unterschritten werden, um überhaupt noch meßbare Photozellenströme zu erhalten. Die Meßgenauigkeit der verwendeten Apparatur ist etwa 3%.

Die Bilder 2 bis 6 zeigen den spektralen Verlauf der Transparenz von fünf zur Verfügung stehenden Filterscheiben. Während die Filter der Typen *G I*, *G II* und *G III*, wie ersichtlich, reine Grauscheiben mit einer mittleren Transparenz von 0,45, 0,55 und 0,65 sind, haben die zwei anderen Filter, *S I* und *S II*, stark selektiven Charakter. Bei den Filtern *S I* und *S II* sind je zwei Durchlässigkeitsmaxima im blauen

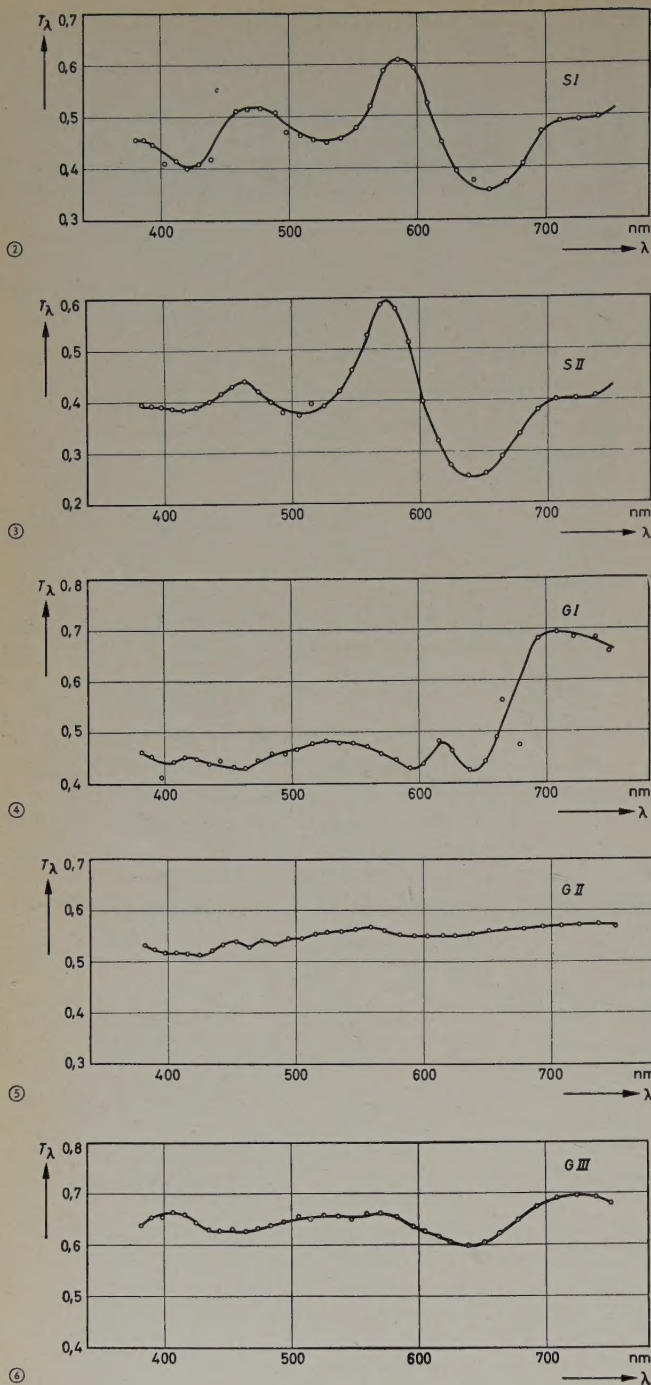


Bild 2-6. Spektraler Verlauf der Transparenz für verschiedene Filterscheiben

Teil und im gelb-grünen Teil des Spektrums vorhanden. Sie decken sich etwa, wie ein Vergleich mit dem im Bild 7 dargestellten relativen spektralen Emissionsverlauf einer Fernseh-Bildröhre zeigt, mit der Lage der beiden Leuchtstoffkomponenten. Der Anstieg der Transparenz im roten Teil des Spektrums bei den Filtern *SI*, *S II*, *G III* spielt wegen des Fehlens einer Emission der Bildröhre in diesem Spektralbereich und der dort stark verminderten Augenempfindlichkeit keine Rolle.

1.2 Messung des spektralen Remissionsverlaufs von Bildschirmen

Das Störlicht der Umgebung fällt durch die Filtervorsatzscheibe auf den Bildschirm, wird hier reflektiert und gelangt dann wiederum durch die Vorsatzscheibe in das Auge des Betrachters. Um die abschwächende Wirkung der Filterscheiben für verschiedene Umfeldbeleuchtungen beurteilen zu können, genügt für Graufilter die Kenntnis des Remissionsfaktors des Bildschirms; bei Selektivfiltern ist dagegen der spektrale Verlauf des Remissionsfaktors des Bildschirms

wichtig. Mit der im Bild 8 dargestellten Anordnung wird der Remissionsverlauf von Bildröhren gemessen.

Das mit Hilfe des Interferenz-Verlaufkeiles spektral zerlegte Licht fällt auf den Bildschirm, wird hier reflektiert und gelangt darauf in eine Photozelle zur quantitativen Messung. Es wird nun einmal der vom Bildschirm reflektierte Lichtstrom gemessen und andererseits das von einem Magnesiumoxyd-Schirm mit einem für alle Wellenlängen konstanten Remissionsfaktor von etwa 100% reflektierte Licht festgestellt. Aus dem Verhältnis beider Messungen ergibt sich der

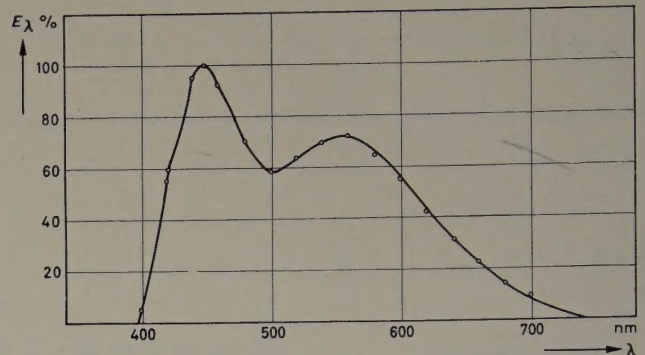


Bild 7. Spektrale Emissionsverteilung des Leuchtschirms der Valvo-Bildröhre AW 43-80

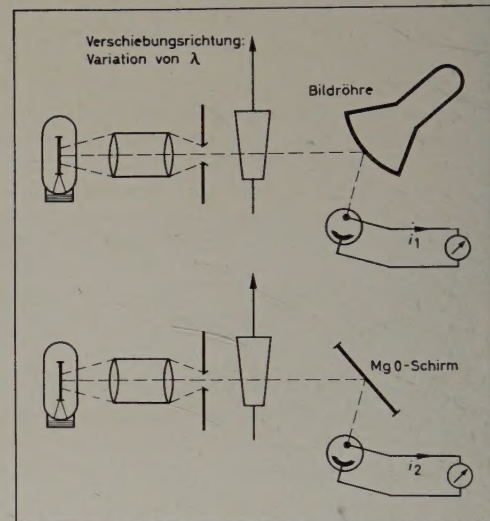


Bild 8. Meßanordnung zur Bestimmung des Remissionsverlaufs von Fernseh-Bildröhren

Remissionsfaktor des Bildschirms für die betreffende Wellenlänge. Dieser Wert ist etwas unsicher; weil nämlich der Bildschirm nicht vollkommen diffus reflektiert, ist eine günstige Einstellung der Neigung des Bildschirms zum Strahlengang schwierig. Trotzdem dürften die erhaltenen Werte bis auf etwa 10% genau sein. Bild 9 zeigt den so erhaltenen Remissionsverlauf des Bildschirms. Der Remissionsfaktor steigt im roten und im blauen Spektralbereich stark an. Im übrigen Teil des Spektrums ist er konstant etwa 70%.

2. Die Anwendung der Meßergebnisse auf den Zweck der Filter

Im vorigen Abschnitt wurden die optischen Charakteristika der Filterscheiben oder der Bildschirmflächen ermittelt. Der spektrale Verlauf der Transparenz und des Remissionsfaktors bezog sich dabei auf ein energiegeliches Spektrum.

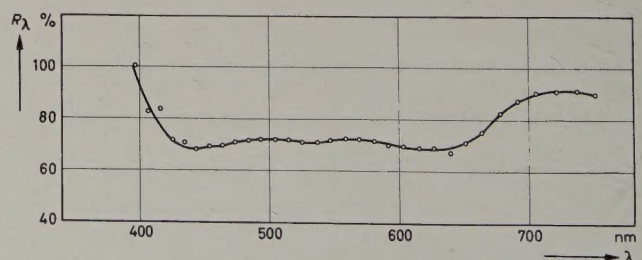


Bild 9. Spektrale Remission der Valvo-Bildröhre AW 43-80

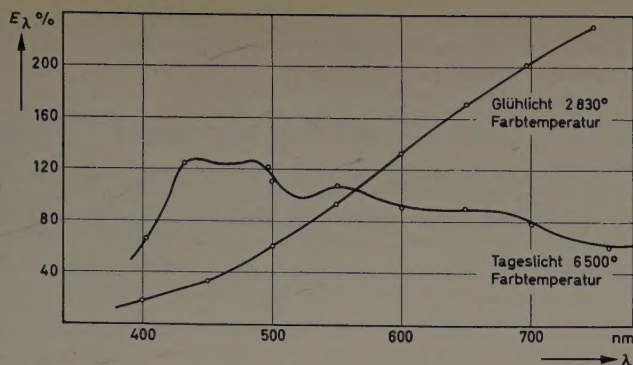


Bild 10. Spektrale Energieverteilung zweier Normallichtquellen der IBK

Für die Kontrastverbessernde Wirkung der Filter spielt nun die Energieverteilung des Störlichtes der Umgebung im Vergleich zur Energieverteilung der Bildröhrenemission eine wesentliche Rolle. Für das Raumlicht seien im folgenden zwei Normallichtquellen der IBK zugrunde gelegt, deren spektrale Energieverteilungen sehr gut bekannt sind (Kunstlicht mit einer Farbtemperatur 2850° K und Tageslicht mit einer Farbtemperatur 6500° K, Bild 10). Die erste Beleuchtungsart entspricht dem Glühlampenlicht, die zweite dem Licht eines sonnigen Tages oder dem Licht von Leuchtstofflampen.

2.1 Die Abschwächungseigenschaften der Filter

Aus der Kenntnis des spektralen Transparenzverlaufes $T(\lambda)$, des spektralen Remissionsverlaufes $R(\lambda)$ sowie der jeweiligen Spektral-Energieverteilung $E(\lambda)$ von Raumbeleuchtung (Kunstlicht oder Tageslicht) oder Bildröhrenemission können nun die objektiven und subjektiven Abschwächungseigenschaften der Filter ermittelt werden. Das sind die mittleren Werte für Transparenz und Remissionsfaktor. Im Falle der Graufilter sind sie unmittelbar den Bildern 4 bis 6 zu entnehmen. Bei Selektivfiltern ist die Angabe der mittleren Transparenz etwas schwieriger.

Aus dem gemessenen spektralen Verlauf der Transparenz werden dann zu äquidistanten Wellenlängen λ die zugehörigen Transparenzwerte T_λ entnommen. Sie werden mit den entsprechenden Energiewerten E_λ einer gegebenen Emissionsverteilung, für die die Durchlässigkeit der Filterscheibe ermittelt werden soll, multipliziert. Im vorliegenden Fall kommen als Emissionsverteilungen die Bildröhrenkurve (Bild 7) auf der einen Seite, zum anderen die Tageslicht- und Kunstlichtkurve (Bild 10) in Betracht. Die so erhaltenen Produkte werden addiert und durch die Summe der Energiewerte dividiert. Man gewinnt so die „objektive Transparenz“ T_0 , also die Durchlässigkeit, die von einem integrierenden Instrument mit im sichtbaren Spektrum konstanter Empfindlichkeit gemessen würde. Es gilt also

$$T_0 = \frac{\sum (E_\lambda T_\lambda)}{\sum E_\lambda}$$

Für ein Graufilter erübrigt sich die Rechnung, da dort $T_\lambda = T_0$ für alle Wellenlängen ist. Ähnlich läßt sich aus dem spektralen Remissionsverlauf der mittlere Remissionsfaktor ermitteln. Es gilt

$$R_0 = \frac{\sum (E_\lambda R_\lambda)}{\sum E_\lambda}$$

Auf diese Weise wurden die gemessenen spektralen Verläufe der Transparenz der Filterscheiben mit der Emissionskurve einer Bildröhre (Bild 7) und den relativen spektralen Energieverteilungen für Tageslicht (Farbtemperatur 6500° K) und Kunstlicht (Farbtemperatur 2850° K) kombiniert. Die Ergebnisse sind in Tab. I und Tab. II zusammengestellt.

Tab. I. Objektive Transparenz der Filterscheiben

Filtertyp	T_0 für Tageslicht	T_0 für Kunstlicht
<i>S I</i>	0,5	0,47
<i>S II</i>	0,41	0,39
<i>G I</i>	0,5	0,55
<i>G II</i>	0,55	0,55
<i>G III</i>	0,65	0,65

Tab. II. Durchlässigkeitsfaktoren für das Bildröhrenspektrum

Filtertyp	T_0 für Bildröhrenspektrum nach Bild 7
<i>S I</i>	0,48
<i>S II</i>	0,48
<i>G I</i>	0,46
<i>G II</i>	0,55
<i>G III</i>	0,65

Man sieht in Tab. I und Tab. II die unterschiedliche Transparenz besonders der Selektivfilter. Aber auch das Graufilter *G I* weist nach dieser Zusammenstellung ein unterschiedliches Verhalten hinsichtlich seines Durchlässigkeitsfaktors auf. Das ist auf den starken Anstieg der Transparenz im roten Teil des Spektrums zurückzuführen (Bild 4). Bezüglich der beabsichtigten Abschwächung der Störbeleuchtung (Tages- oder Kunstlicht) gegenüber einer geringeren Abschwächung des Bildröhrenlichtes verhält sich offenbar das Selektivfilter *S II* am günstigsten.

Der bisher gewonnene Eindruck entspricht jedoch nicht den Tatsachen. Die objektive Transparenz gibt die wahren Verhältnisse insofern nicht ganz richtig wieder, als hierbei die spektrale Hellempfindlichkeit des menschlichen Auges unberücksichtigt bleibt. Ein Vergleich der Durchlässigkeitsfaktoren und damit der Abschwä-

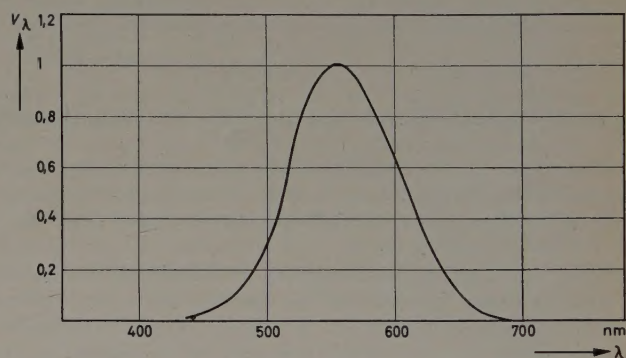


Bild 11. Spektrale Hellempfindlichkeit des Auges für Leuchtdichten > 10 asb

chungseigenschaften der Filter kann deshalb nur an Hand der „subjektiven Transparenz“ T_s durchgeführt werden. Dafür wird die spektrale Hellempfindlichkeit V_λ des Auges benötigt, die im Bild 11 dargestellt ist. Als subjektive Transparenz ergibt sich dann

$$T_s = \frac{\sum (E_\lambda T_\lambda V_\lambda)}{\sum (E_\lambda V_\lambda)}$$

Die Anwendung dieser Beziehung auf die Filter liefert die in Tab. III zusammengestellten Ergebnisse.

Tab. III. Subjektive Transparenz der Filterscheiben

Filtertyp	T_s Tageslicht	T_s Kunstlicht	T_s Emission der Bildröhre
<i>S I</i>	0,503	0,504	0,51
<i>S II</i>	0,445	0,442	0,45
<i>G I</i>	0,45	0,451	0,45
<i>G II</i>	0,55	0,55	0,55
<i>G III</i>	0,65	0,65	0,65

Nach dem Anwendungszweck sollte man erwarten, daß die Selektivfilter *S I* und *S II* einen stark unterschiedlichen Transparenzwert für die Störlichtquellen (Tages- und Kunstlicht) gegenüber dem Nutzlicht (Emission der Bildröhre) aufweisen. Wie Tab. III zeigt, ist dies offensichtlich nicht der Fall. Der Gewinn ist bestenfalls 2%. Dieses Ergebnis wird verständlich, wenn man sich überlegt, daß in dem Teil des Spektrums, in dem das Filter für das Bildröhrenlicht eine höhere Durchlässigkeit aufweist, ja für das Störlicht ebenfalls eine größere Transparenz vorliegt. Weiter ist der Tabelle zu entnehmen, daß die Filterwirkung des Selektivfilters *S II* etwa gleich der des Graufilters *G I* sein müßte. Die sich hier ergebende Identität soll

bei den noch folgenden Messungen der erkennbaren Graustufenzahl bei verschiedener Umfeldbeleuchtung berücksichtigt und ihre Richtigkeit nachgeprüft werden. Als wichtigstes Ergebnis, das aus der Tab. III hervorgeht, kann die Tatsache angesehen werden, daß zwischen Selektiv- und einfachen Graufiltern praktisch kein Unterschied besteht. Deshalb beschäftigt sich der dritte Teil dieses Beitrages auch ausschließlich mit Überlegungen an einfachen Graufiltern.

2.2 Beeinflussung der Schirmfarbe durch die Selektivfilter

Durch die Selektivfilter wird die Farbe des Fluoreszenzlichtes der Bildröhre beeinflusst. Im Bild 12 ist der durch die zwei Selektivfilter *S I*, *S II* und das Graufilter *G I* modifizierte Spektralverlauf der

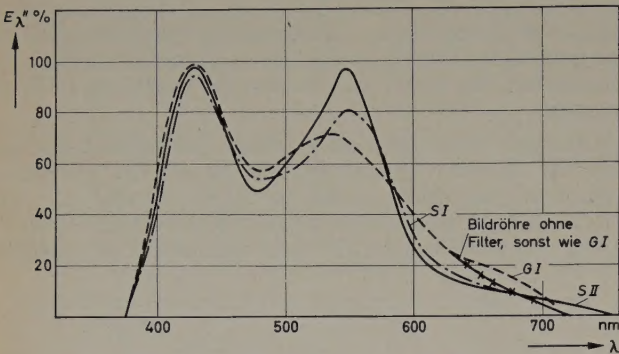


Bild 12. Der durch die zwei Selektivfilter *S I* und *S II* sowie durch das Graufilter *G I* modifizierte Spektralverlauf der Bildröhren-Emissionsverteilung ohne Filter

Bildröhren-Emissionsverteilung ohne Filter dargestellt. Die Maxima der sich dabei ergebenden Kurven sind jeweils auf 100% normiert worden. Man erkennt eine starke Anhebung des gelben Lichtanteils bei den Filtern *S I* und *S II*.

Die Schirmfarbe der Fernseh-Bildröhren wird durch die Angabe der Farbkoordinaten im *IBK*-Farbdreieck charakterisiert. Die erwähnte Beeinflussung der Schirmfarbe durch die Selektivfilter führt zu einer Veränderung der Farbkoordinaten des emittierten Lichtes. Die zu äquidistanten Wellenlängen gehörenden Energiewerte E_λ werden mit den subjektiven Bewertungskoordinaten \bar{X} , \bar{Y} , \bar{Z} der betreffenden Wellenlänge multipliziert. Die entstehenden Produkte je einer Koordinate werden summiert und ergeben die Farbkoordinaten $X = \sum E_\lambda \bar{X}$; $Y = \sum E_\lambda \bar{Y}$; $Z = \sum E_\lambda \bar{Z}$. Bildet man nun die Ausdrücke

$$x = \frac{X}{X + Y + Z}, y = \frac{Y}{X + Y + Z}, z = \frac{Z}{X + Y + Z},$$

so stellen die Werte x und y die Farbkoordinaten im *IBK*-Dreieck dar, durch die der Farbpunkt bestimmt wird.

Bild 13 zeigt das *IBK*-Dreieck, in dem die Farbpunkte für eine *Valvo*-Bildröhre eingezeichnet sind. Außerdem sind die Farbpunkte für eine *Valvo*-Bildröhre eingetragen, die sich ergeben, wenn man vor

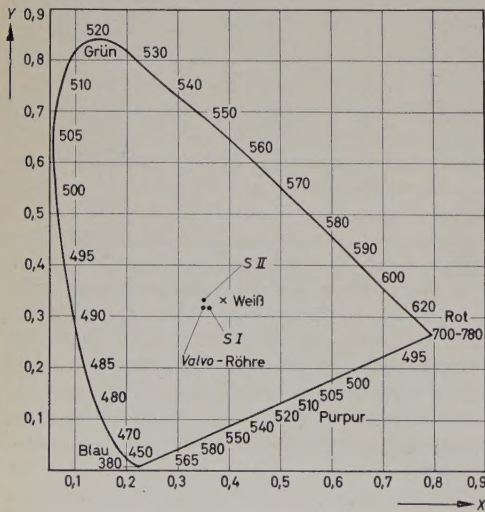


Bild 13. Farbpunkte der *Valvo*-Bildröhre AW43-80 mit Filter *S I* und *S II* im *IBK*-Farbdreieck

die Bildröhre entweder das Selektivfilter *S I* oder *S II* setzt. Im ersten Fall verschiebt sich der Farbpunkt etwas nach Gelb, im zweiten Fall etwas nach Grün-Gelb.

3. Betrachtungen über die erforderliche Durchlässigkeit von Graufiltern

Nachdem die vorigen Abschnitte gezeigt haben, daß zwischen Selektiv- und Graufiltern hinsichtlich ihrer Abschwächungseigenschaften des Störlichtes keine merklichen Unterschiede bestehen, soll jetzt untersucht werden, wie groß der Transparenzfaktor zu wählen ist. Dazu seien einige theoretische Überlegungen durchgeführt.

Bezeichnet man die durch das Raumlicht auf dem Bildschirm hervorgerufene Leuchtdichte mit $B_R = A \cdot R$, wobei A die Lichtstärke der Raumbeleuchtung in Lux und R der Reflexionsfaktor des Bildschirms ist, so ergibt sich für den Kontrast K bei Anwendung eines Filters mit dem Transparenzfaktor T der folgende Ausdruck:

$$K = \frac{T \cdot B_{\max} + T^2 \cdot B_R}{T \cdot B_{\min} + T^2 \cdot B_R} \quad (1)$$

Bei sehr heller Raumbeleuchtung kann $T \cdot B_{\min}$ gegen $T^2 \cdot B_R$ vernachlässigt werden, und es folgt

$$K = \frac{T \cdot B_{\max} + T^2 \cdot B_R}{T^2 \cdot B_R} = \frac{B_{\max}}{B_{\min}} \quad (2)$$

Die Minimalleuchtdichte B_{\min} ist also nur eine Funktion des Raumlichtes. Die maximale, dem Auge angebotene Leuchtdichte B_{\max} wird dagegen durch Schirmleuchtdichte B_{\max} und Raumleuchtdichte B_R erzeugt.

Nach [1] kann man nun eine einfache Beziehung für den Zusammenhang zwischen dem Transparenzfaktor T des Filters und dem Kontrast gewinnen, wenn man zwei plausible Annahmen macht.

1. Die Leuchtdichte B_{mittel} , auf die das Auge adaptiert, entspricht der mittleren Bildleuchtdichte. Die Graustufen einer Gradations-treppe gruppieren sich also annähernd symmetrisch um den Adaptationswert B_{mittel} [2].
2. Die Adaptationsleuchtdichte B_{mittel} soll ausschließlich durch die aufgehellte Umgebung des Fernsehbildes bestimmt werden. Auch diese Annahme ist in [2] für große Raumleuchtdichten — und nur diese sollen hier betrachtet werden — begründet.
3. Die in der Umgebung des Fernsehgerätes durch das Raumlicht hervorgerufene Leuchtdichte entspreche der auf dem Bildschirm durch die Raumaufhellung erzeugten. Dann kann man setzen

$$B_{\max} = \sqrt{K} \cdot B_{\text{mittel}} \quad (3)$$

und

$$B_{\min} = \frac{B_{\text{mittel}}}{\sqrt{K}} \quad (3a)$$

Nach der zweiten Annahme ist $B_{\text{mittel}} = B_R$, und damit wird

$$B_{\max} = \sqrt{K} \cdot B_R \quad \text{und} \quad B_{\min} = T^2 \cdot B_R = \frac{B_R}{\sqrt{K}}$$

Daraus folgt

$$T = \frac{1}{\sqrt[4]{K}} \quad (4)$$

Für die Maximalleuchtdichte der Bildröhre B_{\max} ergibt sich mit Gl. (4)

$$B_{\max} = B_R (K - 1) \cdot T = \frac{B_R (K - 1)}{\sqrt[4]{K}} \quad (5)$$

Wenn man die zwei zuvor gemachten Annahmen nicht akzeptieren will, kann man Gl. (4) und Gl. (5) derart abändern, daß man den Transparenzfaktor T um einen Faktor b vergrößert, wobei b den

abgeänderten Bedingungen genügt. Für den Kontrast ohne Filterscheibe gilt bei großer Raumleuchtdichte B_R die Beziehung

$$K_0 = \frac{B_{\max} + B_R}{B_R} \quad (6)$$

Es sei noch angemerkt, daß den Rechnungen und besonders den Annahmen eine logarithmische Bewertung von Helligkeitsabstufungen durch das Auge zugrunde liegt.

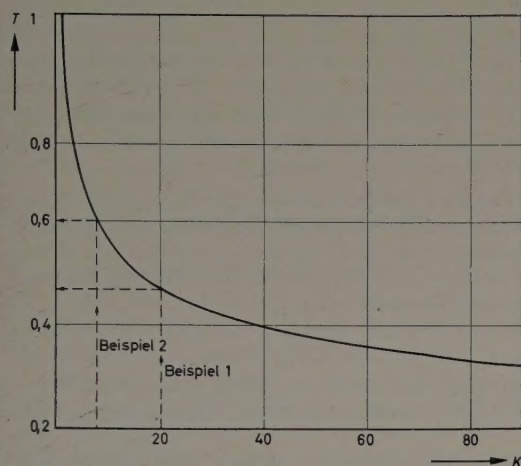
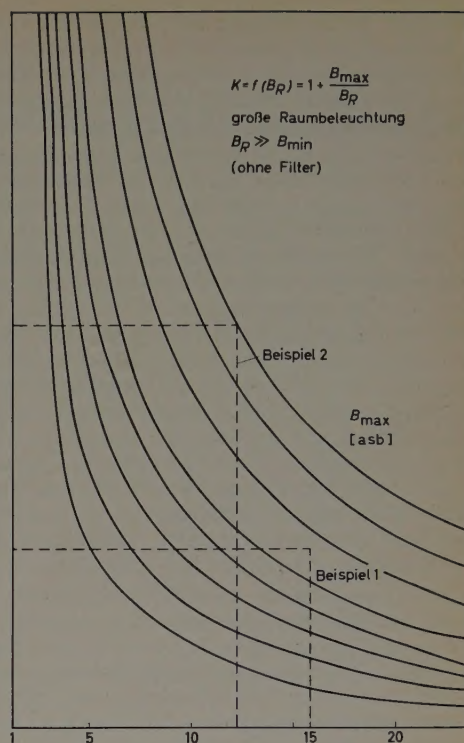


Bild 14. Transparenz eines Graufilters in Abhängigkeit vom gewünschten Kontrast (Annahmen: 1. Adaptationsniveau gleich mittlerer Bildleuchtdichte; 2. Adaptationsniveau bestimmt durch Raumlicht)

Bild 16. Der Kontrast als Funktion der Raumleuchtdichte für verschiedene Maximalleuchtdichten des Bildschirms ohne Filter



Die in Gl. (4), (5) und (6) dargestellten Zusammenhänge sind grafisch in den Bildern 14, 15 und 16 wiedergegeben. Bild 14 enthält die Transparenz T eines Graufilters in Abhängigkeit vom gewünschten Kontrast. Bild 15 zeigt den erreichbaren Kontrast in Abhängigkeit von der Raumleuchtdichte für verschiedene Maximalleuchtdichten auf dem Bildschirm bei Verwendung eines Filters mit einer Transparenz nach Bild 14. Bild 16 gibt den Kontrast als Funktion der Raumleuchtdichte für verschiedene Maximalleuchtdichten des Bildschirms ohne Filter wieder.

Mit Hilfe der drei Bilder ist es möglich, den bei verschiedener Raumbeleuchtung erreichbaren Kontrast zu ermitteln, und zwar für die Fälle mit Filter oder ohne Filter. An einem Beispiel sei die Anwendung der drei Bilder erläutert. Für einen Kontrast $K = 20$ sollen bei einer Umfeldleuchtdichte $B_R = 80$ asb die erforderliche Maximalleuchtdichte B_{\max} der Bildröhre und der Transparenzfaktor der Filterscheibe T

ermittelt werden. Aus Bild 14 folgt für $K = 20$ ein Transparenzfaktor $T = 0,47$. Aus Bild 15 entnimmt man eine maximale Leuchtdichte von ≈ 700 asb. Aus Bild 16 ergibt sich für $B_{\max} = 700$ asb und $B_R = 80$ asb ein Kontrast $K_0 \approx 10$. Der Kontrast wird also durch das Filter verdoppelt. Weil sich die maximal erreichbare Leuchtdichte der Bildröhre B_{\max} nicht unbegrenzt erhöhen läßt, wird bei hohen Raumleuchtdichten die durch das Filter erreichbare Kontrastverbesserung schließlich nicht mehr so groß. B_{\max} sei beispielsweise 1200 asb. Die durch das Raumlicht auf der Bildröhre erzeugte Leuchtdichte B_R betrage 300 asb. Aus Bild 15 ergibt sich dafür ein Kontrast $K = 7,6$. Aus Bild 14 entnimmt man dazu einen Transparenzfaktor von $T = 0,6$. Aus Bild 16 ergibt sich schließlich für den Kontrast K_0 ohne Filter ein Wert von 5.

Daraus können folgende Schlußfolgerungen gezogen werden: Aus Bild 14 ist ersichtlich, daß der Transparenzfaktor für Kontrast > 20 nur sehr langsam abnimmt. Man darf also als günstigsten Punkt etwa das Knie der Kurve ansehen. Die beiden Beispiele mit gewiß schon recht großen Raumleuchtdichten führen ebenfalls zu einem Transparenzwert von 0,47 beziehungsweise 0,6, im Mittel also 0,54.

Nun haben sämtliche Bildröhren als Frontscheibe ein Grauglas mit einer Transparenz von 0,75. Setzt man hiervor eine Filterscheibe mit $T = 0,75$, so ergibt sich als gesamte wirksame Transparenz $0,75^2 = 0,56$ in recht guter Übereinstimmung mit dem errechneten Wert. Man sollte also den Transparenzfaktor des Kontrastfilters nicht geringer wählen als 0,75. Der mit geringerer Transparenz erreichte Gewinn an Graustufen ist nicht erheblich. Dagegen steigt die Belastung der Bildröhre wegen der erforderlichen größeren Leuchtdichte stark an. Das geht auf Kosten der Schärfe und damit des Detailkontrastes und nicht zuletzt auf Kosten der Lebensdauer der Bildröhre. Außerdem sinkt, sofern keine Stabilisierung angewandt wird, bei großem Strahlstrom wegen des Innenwiderstandes die Hochspannung, wodurch sich weitere Bildverschlechterungen ergeben.

4. Subjektive Messungen der Filtereigenschaften

Die bisher gewonnenen Ergebnisse wurden durch eine Reihe subjektiver Tests an Fernsehgeräten nachgeprüft.

Einerseits sollte festgestellt werden, ob zwischen Selektiv- und Graufiltern ein wesentlicher Unterschied besteht. Andererseits sollte bei Filtern mit unterschiedlichem Transparenzfaktor der günstigste ermittelt werden.

Die Versuche wurden wie folgt durchgeführt: Mit Hilfe eines Treppengenerators wurde auf dem Bildschirm eine Grautreppe mit definierter Stufenzahl und definiertem Kontrast erzeugt. Die Leuchtdichteverteilung auf dem Schirm ist dann gegeben durch die zur Verfügung

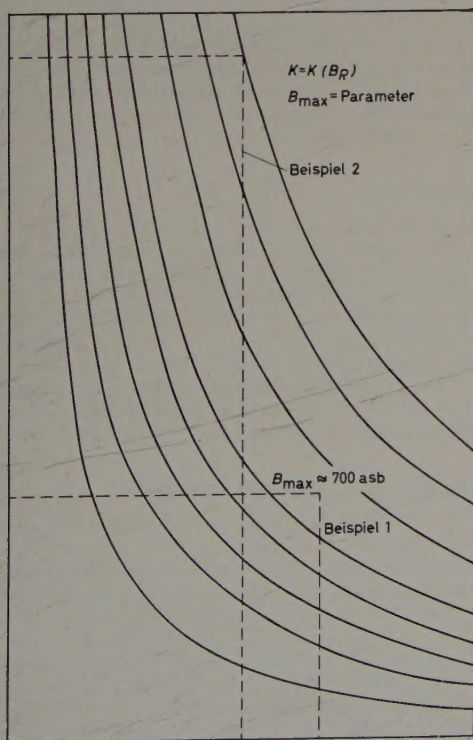


Bild 15. Erreichbarer Kontrast in Abhängigkeit von der Raumleuchtdichte für verschiedene Maximalleuchtdichten auf dem Bildschirm bei Verwendung eines Filters mit einer Transparenz nach Bild 14

stehende Hochspannung, den Steuerspannungshub am Wehneltzylinder, durch die Anzahl der Stufen der Grautreppe, den Leuchtdichteanstieg und durch die am Gitter 2 der Bildröhre liegende Spannung. Damit ist zugleich die Belastung der Bildröhre gegeben.

Die Umfeldbeleuchtung, die eine Störleuchtdichte auf dem Bildschirm erzeugt, wurde durch einen Leuchtkasten dargestellt. Er bestand aus einer etwa 1 m² großen Milchglasscheibe, die an ihrer Rückseite durch Leuchtstofflampen erhellt wurde. Auf diese Weise konnte eine relativ gleichmäßige Aufhellung des Bildschirms bewirkt werden. Die Farbtemperatur der Leuchtstofflampen war 6500° K (Tageslicht) und 3000° K (Kunstlicht). Mit dieser Lichtquelle ließ sich eine Störbeleuchtungsstärke von etwa 200 beziehungsweise 300 Lux auf dem Bildschirm erzeugen. Die genaue Einstellung des Störlichtes wurde mit einem Luxmeter nachgeprüft und durch Variation des Abstandes des Leuchtkastens vom Bildschirm verändert. Zur subjektiven Beurteilung der Wirkung der Kontrastfilter bei verschiedenen Störbeleuchtungen diente eine Anzahl von Beobachtern beiderlei Geschlechts, sowohl technisch vorgebildeter als auch technisch nicht vorgebildeter. Der Testvorgang wurde vor Beginn der Messung genau erläutert, und es wurde sorgfältig vermieden, daß die Beobachter durch eine Vielzahl von Beurteilungsmöglichkeiten überfordert wurden und damit unsichere Aussagen machten.

Zunächst wurde je ein Graufilter mit einem Selektivfilter zusammen beurteilt, wobei die Filter etwa gleiche subjektive Transparenz aufwiesen (*S I* mit *G II* und *S II* mit *G I*). Die Beobachter sollten nun angeben, bei welchem von beiden Filtern sie ein besseres, also kontrastreicheres Bild der Grautreppe feststellten. Man machte sie darauf aufmerksam, daß die Selektivfilter die Farbe des Fluoreszenzlichtes verändern und daß dieser Effekt bei der Beurteilung nicht berücksichtigt werden sollte. Die so gewonnenen Ergebnisse sind in Tab. IV zusammengestellt.

Tab. IV. Selektiv- und Graufiltervergleich

Filtertyp	Transparenz	Tageslicht 200 Lux		Kunstlicht 300 Lux	
<i>S I</i>	0,5	20%	50% k.U.	0%	60% k.U.
<i>G II</i>	0,55	30%		40%	
<i>S II</i>	0,45	30%	40% k.U.	30%	
<i>G I</i>	0,45	30%		30%	

k.U. bedeutet: kein Unterschied

Man entnimmt der Tab. IV, daß für die ersten beiden Filter 50% der Beobachter bei Tageslichtbeleuchtung und 60% bei Kunstlichtbeleuchtung keinen Unterschied zwischen den Filtern hinsichtlich ihrer kontrastverbessernden Wirkung feststellen konnten. Bei Kunstlicht hatten 40% der Beobachter den Eindruck, daß das Graufilter *G II* dem Selektivfilter *S I* überlegen sei. Die Streuungen in den Prozentzahlen bei dem Vergleich der beiden ersten Filter dürften auf die abweichende Transparenz zurückzuführen sein. Für die beiden letzten Filter entnimmt man Tab. IV hinsichtlich der Beleuchtung vollständige Übereinstimmung.

Weiterhin wurden die zwei Graufilter *G I* und *G II* miteinander verglichen. Die Versuchsbedingungen waren die gleichen wie bereits geschildert. Die Ergebnisse enthält Tab. V. Diese Zusammenstellung

Tab. V. Graufiltervergleich

Filtertyp	Transparenz	Tageslicht 200 Lux		Kunstlicht 300 Lux	
<i>G II</i>	0,55	40%	50% k.U.	50%	
<i>G I</i>	0,45	10%		0%	

zeigt, daß 50% der Beobachter keinen Unterschied zwischen den beiden Filtern feststellen konnten. 40 beziehungsweise 50% zogen jedoch das Filter *G II* mit der höheren Transparenz dem anderen Graufilter vor.

Schließlich wurden die beiden Selektivfilter *S I* und *S II* noch einmal gemeinsam beurteilt. Die Angaben der Beobachter dafür enthält Tab. VI. Bei dem Vergleich der beiden Selektivfilter entschied sich

Tab. VI. Selektivfiltervergleich

Filtertyp	Transparenz	Tageslicht 200 Lux		Kunstlicht 300 Lux	
<i>S I</i>	0,45	70%	20% k.U.	70%	
<i>S II</i>	0,55	10%		10%	

die Mehrzahl der Beobachter, wie die Tabelle zeigt, für den Filtertyp *S I*.

Zusammenfassend kann aus den durchgeführten Untersuchungen entnommen werden, daß der Unterschied zwischen den einzelnen Filtern nicht sehr groß ist. Die Wirkung der Selektivfilter hebt sich nicht merkbar gegen die der reinen Graufilter gleicher Transparenz ab. Bei den reinen Graufiltern wurde von den meisten Beobachtern, die einen Unterschied feststellen konnten, dem Filter mit der höheren Transparenz der Vorzug gegeben.

Damit ist eine recht gute Übereinstimmung mit den eingangs durchgeführten Betrachtungen erreicht worden, deren wesentliche Ergebnisse waren: Es besteht, was die Wirkung anbetrifft, kein Unterschied zwischen Selektiv- und Graufiltern. Der Transparenzfaktor sollte nicht kleiner als 0,75 sein.

Schrifttum

- [1] Jakobs, J.: Unveröffentlichter Bericht a. d. Mullard Research Laboratory
- [2] Suhrmann, R.: Kontrast und Graustufen im Fernsehbild. Elektron. Rdsch. Bd. 11 (1957) S. 43—46
- [3] Bouma: Farbe und Farbwahrnehmung. Hamburg, Philip's Technische Bibliothek

(eingegangen am 20. März 1958)

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Dr. Walter Niens zum Honorarprofessor ernannt

Die Technische Universität Berlin ernannte den Direktor des Zentralen Ausbildungswesens der AEG, Dr. rer. techn. W. Niens, zum Honorarprofessor. Niens war nach dem Studium Assistent an den Physikalischen Instituten der Universität Kiel und der Technischen Hochschule Danzig. Bereits 1939 wurde er Betriebsdirektor des AEG-Forschungsinstituts Berlin und nach 1945 mit dem Aufbau des Forschungs- und Ausbildungswesens der AEG beauftragt.

Studienreise „Gewinnung von Energie aus Atomkraft in den USA“

Das Rationalisierungs-Kuratorium der Deutschen Wirtschaft e. V. (RKW) plant für die Zeit vom 7. bis 29. 11. 1958 eine Studienreise zum Studium der Gewinnung von Energie aus atomaren Kraftquellen in den USA. Die Durchführung der Studienreise hat der Wirtschaftsdienst Studienreisen der Hapag-Lloyd-Organisation übernommen. Das Vorprogramm kann beim RKW, Frankfurt a. M., Feldbergstr. 28, angefordert werden.

Silikon-Vierschicht-Schaltdioden

Die Firma Beckman Instruments GmbH, München, hat die von Nobelpreisträger W. Shockley, dem Leiter des Shockley-Laboratoriums der Beckman Instruments Inc. in Kalifornien, neuentwickelte bistabile Shockley-Vierschicht-Diode in ihr Vertriebsprogramm aufgenommen. Die Dioden haben die Eigenschaften eines elektrischen Schalters und bieten dem Konstrukteur vielseitige Anwendungsmöglichkeiten, da sie in vielen Fällen elektromechanische Relais ersetzen können; ebenso sind sie zur Verwendung in digitalen Rechenmaschinen geeignet. Die Dioden haben im gesperrten Zustand eine Impedanz von 1...100 MΩ und im leitenden Zustand von < 20 Ω; die Umschaltzeit ist < 0,1 μs.

Lösungsmittel zum Reinigen gedruckter Schaltungen

Das schwierige Problem der sicheren Reinigung gedruckter Schaltungen nach der Montage wurde vielfach durch Eintauchen in das fluorierte Lösungsmittel Freon oder eine Mischung von Freon und Äthylalkohol gelöst. Versuche von Du Pont haben gezeigt, daß Fingerabdrücke, überflüssiges Harz oder abgelaufenes Lötmedium, Schmierfett und Öl in zwei Minuten entfernt werden können, ohne die gedruckte Schaltung oder die Farbmarkierungen der Bauelemente zu beschädigen. Eine Mischung, die besonders wirksam ist und sich gleichzeitig durch große Wirtschaftlichkeit auszeichnet, besteht aus 60 Teilen Freon-TF-Lösungsmittel und 40 Teilen denaturiertem wasserfreiem Äthanol.

Methoden der Gittersteuerung von Thyatronröhren

DK 621.385.38:537.545.2

Die hervorragenden Eigenschaften gasgefüllter Röhren können in vielen Fällen nur dann voll ausgenutzt werden, wenn die Gittersteuerung hohen Anforderungen genügt. Besonders in modernen Regelanlagen werden an die Geschwindigkeit und Genauigkeit der Regelung hohe Anforderungen gestellt, die nur mit besonderen Steuermethoden beziehungsweise Steuergeräten zu erfüllen sind. Je nach den vorliegenden Bedingungen muß von Fall zu Fall entschieden werden, welche Steueremethode geeignet ist. Im folgenden sollen verschiedene Methoden der Gittersteuerung sowie ihre Eigenschaften, Vor- und Nachteile besprochen werden.

1. Anforderungen an Gittersteuergeräte

Zur Erfüllung bestimmter Aufgaben werden an die Gittersteuergeräte gewisse Anforderungen gestellt. Während für einfache Steuerungen mit Rücksicht auf Aufwand und Preis einfache Steuergeräte ausreichen können, müssen solche für Regelungs- und Steueraufgaben, bei denen hohe Ansprüche an Genauigkeit, Konstanz, Stellgeschwindigkeit sowie Aussteuerbereich gestellt werden, entsprechend bessere Eigenschaften aufweisen. Diese Eigenschaften sind

- 1) präzise Zündung über den erforderlichen Steuerbereich,
- 2) Verstellbereich von etwa 180° bei Gleich-Wechselrichterbetrieb (Motorreversierbetrieb),
- 3) Phasen- beziehungsweise Impulsverschiebung mit rein elektrischen Mitteln und
- 4) hohe Stellgeschwindigkeit vom Gleich- in den Wechselrichterbereich (für Reverserschaltungen).

Zu 1) gehört die Forderung nach möglichst steilen Impulsfronten, insbesondere für Aussteuerung in den Wechselrichterbereich (da Zündversager zur Kippung führen) und für den Parallelbetrieb mehrerer Röhren.

Man kann die Methoden der Gittersteuerung von Stromtoren in drei Gruppen einteilen: In Steuerungen mit Gleichspannung, mit Wechselspannung und mit Spannungsimpulsen.

Wieweit die verschiedenen Methoden den obigen Anforderungen gerecht werden, soll im folgenden besprochen werden.

2. Steuerung mit Gleichspannung

Bei Anlegen einer negativen Gitterspannung $-U_g$ bleibt die Röhre zunächst gesperrt (Bild 1). Verringert man $-U_g$, so erreicht man

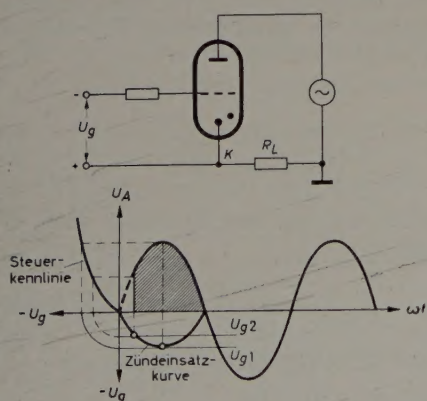


Bild 1. Gittersteuerung mit Gleichspannung (Vertikalsteuerung). Der schraffierte Teil der sekundären Transformatorspannung liegt am Widerstand R_L . Durch Verändern der Gitterspannung $-U_g$ wird dann der Zündzeitpunkt der Röhre bis maximal 90° verschoben

schließlich einen Punkt, bei dem die Zündung der Röhre erfolgt. Zu jedem Wert der positiven Anodenspannung gehört ein bestimmter Wert der negativen Gitterspannung, bei dem man, aus dem Negativen kommend, Zündung der Röhre erhält. Diese Abhängigkeit wird durch die Steuerkennlinie festgelegt, welche für jeden Röhrentyp eine andere ist und vom Hersteller im Typenblatt mitgeteilt wird oder durch Messung aufgenommen werden kann. Anschaulicher werden

diese Verhältnisse mit Hilfe der Zündkennlinie dargestellt, die man durch Übertragen der Steuerkennlinie als Funktion der Zeit erhält (Bild 1).

Die an das Gitter gelegte Gleichspannung wird im Bild 1 für zwei Werte durch die Geraden U_{g1} und U_{g2} dargestellt. Der Schnittpunkt dieser Geraden mit der Zündkennlinie stellt den Zündzeitpunkt dar. In diesem Moment setzt die Zündung ein, und die Röhre wird leitend. Die Größe der schraffierten Spannungszeitfläche ist dem Mittelwert der abgegebenen Gleichspannung proportional. Die Gleichspannung verringert sich entsprechend $U_{ga} = U_{g0} \cdot \cos \alpha_0$, wobei U_{g0} die Gleichspannung bei voller Aussteuerung und α_0 der Zündverzögerungswinkel sind. Man erkennt, daß eine Zündverzögerung nur bis maximal 90° , nicht aber zwischen 90° und 180° möglich ist. Ein weiterer Nachteil ist, daß die Genauigkeit des Zündzeitpunktes infolge des flachen Schnittes von Gleichspannung und Zündkennlinie besonders bei Winkeln nahe 90° sehr gering ist. Bereits kleine Spannungsschwankungen verursachen relativ große Verschiebungen des Zündzeitpunktes. Als Vorteil ist die Einfachheit dieser Schaltung zu bewerten, die mit geringem Aufwand und entsprechend geringen Kosten verbunden ist. Infolge des vertikalen Verschiebens der Gitterspannung nennt man diese Methode Vertikalsteuerung.

3. Steuerung mit Wechselspannung

3.1 Vertikalsteuerung mit überlagerter Wechselspannung.

Eine bedeutende Verbesserung erreicht man, wenn einer im positiven und negativen Bereich variablen Gleichspannung eine um 90° in der Phase nacheilende Wechselspannung überlagert wird (Bild 2). Durch

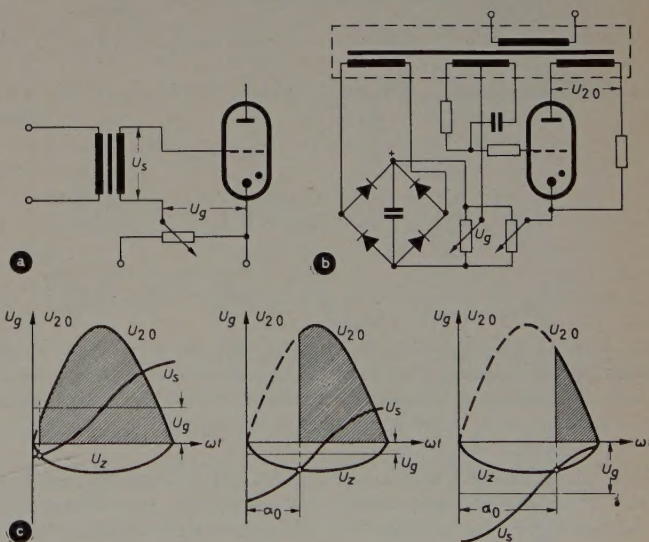


Bild 2. Gittersteuerung mit variabler Gleichspannung und überlagerter Wechselspannung (Vertikalsteuerung). a) Prinzipschaltbild, b) vollständiges Schaltbild, c) Spannungsverhältnisse (U_g ist im positiven und negativen Bereich veränderbar)

Verändern der Gittergleichspannung verschiebt sich der Zündzeitpunkt. Es liegt wiederum Vertikalsteuerung vor. Hierbei können Zündwinkel bis zu annähernd 180° erreicht werden. Die Zündzeitstreuung ist bei Steuerwinkeln um 90° infolge des großen Schnittwinkels klein, nach größeren Steuerwinkeln (gegen 180°) werden die Verhältnisse jedoch schlechter. Hier ist der Zündzeitpunkt nicht mehr genau definiert. Eine Verbesserung erreicht man durch Erhöhung der Wechselspannung. Nachteilig gegenüber der ersten Methode ist, daß für eine bestimmte Zündverzögerung eine größere Änderung der Gittergleichspannung erforderlich wird.

Bezeichnen wir die variable Gittergleichspannung mit U_{gs} und die Amplitude der phasenverschobenen Wechselspannung mit \hat{U}_s und denkt man sich die Zündkennlinie als mit der Nulllinie zusammenfallend, so wird die zur Sperrung erforderliche Steuergitterspannung

$$U_{gs} = \hat{U}_s \cdot \cos \alpha_0 \quad (1)$$

Nun gilt für den Gleichspannungsmittelwert am Ausgang eines Zweiphasengleichrichters bei ohmscher Belastung

$$U_{g0} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_0}^{\pi} \sqrt{2} \cdot U_{20} \cdot \sin \alpha_0 \cdot d \alpha_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{20}}{\pi} (1 + \cos \alpha_0) \quad (2a)$$

und mit Gl. (1)

$$U_{g0} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{20}}{\pi} \left(1 + \frac{U_{gs}}{\hat{U}_s} \right) \quad (2b)$$

Hierin ist U_{20} die sekundäre Transformatorphasenspannung. Für rein induktive Belastung gilt

$$U_{g0} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha_0}^{\alpha_0 + \pi} \sqrt{2} \cdot U_{20} \cdot \sin \alpha_0 \cdot d \alpha_0 = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{20} \cdot \cos \alpha_0 \quad (3a)$$

und mit Gl. (1)

$$U_{g0} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{20} \cdot \frac{U_{gs}}{\hat{U}_s} \quad (3b)$$

Für einen p -phasigen Gleichrichter bei induktiver Last oder bei ohmscher Belastung und kontinuierlichem Stromverlauf gilt

$$U_{g0} = \frac{p}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha_0}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} + \alpha_0} \sqrt{2} \cdot U_{20} \cdot \sin \alpha \cdot d \alpha = \left(\frac{2p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \right) U_{20} \cdot \cos \alpha_0 \quad (4)$$

Während α_0 sich auf den Schnittpunkt einer Halbwelle der Phasenspannung U_{20} mit der Nulllinie bezieht, wird bei Mehrphasengleichrichtern ($p > 2$) der Steuerwinkel α üblicherweise auf den Schnittpunkt zweier Phasenspannungen bezogen. Es gilt dabei

$$\alpha = \frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} + \alpha_0 \quad (5)$$

Diese Gleichung nach α_0 umgestellt und in Gl. (4) eingesetzt, liefert

$$\begin{aligned} U_{g0} &= \frac{\sqrt{2} \cdot p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot U_{20} \cdot \cos \left(\alpha - \frac{\pi}{2} + \frac{\pi}{p} \right) = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot U_{20} \left[\frac{U_{gs}}{\hat{U}_s} \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{1 - \frac{U_{gs}^2}{\hat{U}_s^2}} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) \right] \quad (6) \end{aligned}$$

Aus diesen Gleichungen ist zu ersehen, daß für $p = 2$ eine lineare Abhängigkeit zwischen Steuerspannung und Gleichspannung besteht, während bei höheren Phasenzahlen keine Linearität mehr vorhanden ist. Bei dieser Berechnung der Ausgangsgleichspannung U_{g0} wurde der Lichtbogenabfall vernachlässigt.

Diese Steuermethode wird in der Praxis sehr häufig angewandt; sie ist für viele Zwecke ausreichend und ermöglicht eine Zündwinkelverschiebung um annähernd 180° . Sollen mehrere Stromtore gleichzeitig gesteuert werden, dann müssen sie jedoch gleiches Katodenpotential aufweisen.

3.2 Horizontalsteuerung

Eine Zündwinkelverschiebung um etwa 180° kann in einfacher Weise durch eine in der Phase verschiebbare Wechselspannung von aus-

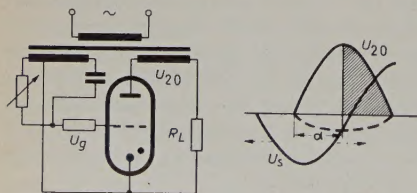
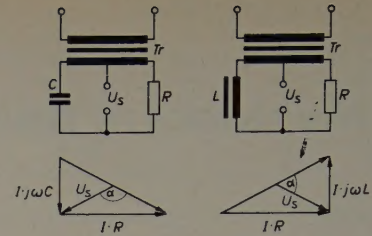


Bild 3. Horizontalsteuerung

Bild 4. RC- und RL-Phasenbrücke



reichender Höhe erfolgen. Bild 3 zeigt die Verhältnisse. Die Verschiebung der Wechselspannung geschieht durch eine Phasenbrücke. Eine Gittergleichspannung ist hierbei nicht erforderlich.

Die Phasenbrücken bestehen aus einem ohmschen Widerstand R und einer Reaktanz ωL oder $\frac{1}{\omega C}$. Aus dem Vektorbild (Bild 4) erhält man für die RL -Brücke

$$\alpha = 2 \arctan \left(\frac{\omega L}{R} \right) \quad (7)$$

und

$$\cos \frac{\alpha}{2} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \omega^2 L^2}} \quad (8)$$

Weiter wird

$$\cos \alpha = \frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \quad (9)$$

Für den 2phasigen Gleichrichter erhält man daraus und mit Gl. (2a) bei ohmscher Belastung den Gleichspannungsmittelwert am Ausgang

$$U_{g0} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{20}}{\pi} \cdot \frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} \quad (10)$$

und für induktive Belastung mit Gl. (3a)

$$U_{g0} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{20} \left(\frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \right) \quad (11)$$

Für eine Herabsteuerung der Gleichspannung vom vollen Wert auf Null sind mithin bei ohmscher Belastung Werte von R oder L im Bereich $0 \dots \infty$ erforderlich. Bei induktiver Belastung benötigt man hingegen eine veränderbare Induktivität von R/ω bis Null.

Für den p -phasigen Gleichrichter mit kontinuierlichem Stromverlauf ergibt sich mit Gl. (4a) und Gl. (9)

$$\begin{aligned} U_{g0} &= \frac{\sqrt{2} p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot U_{20} \left[\left(\frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \right) \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) + \right. \\ &\quad \left. + \sqrt{1 - \left(\frac{2 R^2}{R^2 + \omega^2 L^2} - 1 \right)^2} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) \right] \quad (12) \end{aligned}$$

Der Steuerbereich ist abhängig vom Zünd- und Löschwinkel.

Es gilt daher

$$\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \leq \arccos \alpha \leq \pi - \frac{\pi}{p} \quad (13)$$

Setzt man für $\cos \alpha$ den mit Gl. (9) gegebenen Wert ein, so kann man damit und mit Gl. (12) für volle Gleichspannung U_{g0} und für $U_{g0} = 0$ die erforderliche Widerstandsänderung berechnen.

Für den 3phasigen Gleichrichter erhält man für $U_{g0} = U_{g \max}$

$$R = 3,7 \omega L$$

und für $U_{g0} = 0$

$$R = 0,58 \omega L$$

Für RC -Phasenbrücken erhält man aus dem Vektorbild (Bild 4)

$$\alpha = 2 \arctan (\omega RC) \quad (14)$$

und

$$\cos \alpha = \frac{2}{\omega^2 R^2 C^2 + 1} - 1 \quad (15)$$

Bei ohmscher Belastung wird für den 2phasigen Gleichrichter

$$U_{g0} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{20}}{\pi} \cdot \frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} \quad (16)$$

und bei induktiver Belastung

$$U_{g0} = \frac{2 \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_{20} \left(\frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} - 1 \right) \quad (17)$$

Damit sind R oder C bei ohmscher Last von Null bis Unendlich zu variieren, um von voller Gleichspannung bis auf Null herabzusteuern.

Bei induktiver Last muß von Null bis $R = 1/\omega C$ beziehungsweise $C = 1/\omega R$ variiert werden.

Schließlich erhält man mit Gl. (4a) und Gl. (15) für den p -phasigen Gleichrichter mit RC -Brücke

$$U_{g0} = \frac{\sqrt{2} p}{\pi} \cdot \sin \frac{\pi}{p} \cdot U_{20} \left[\cos \left(\frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} - 1 \right) \cdot \cos \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) + \sqrt{1 - \left(\frac{2}{\omega^2 C^2 R^2 + 1} - 1 \right)^2} \cdot \sin \left(\frac{\pi}{2} - \frac{\pi}{p} \right) \right] \quad (18)$$

Mit diesen Gleichungen läßt sich wie oben für $U_{g0} = U_{g\max}$ bis $U_{g0} = 0$ die erforderliche Änderung von RC berechnen. Für den 3phasigen Gleichrichter erhält man daraus mit $U_{g0} = U_{g\max}$

$$\omega RC = 0,27$$

und mit $U_{g0} = U_{g\max}$

$$\omega RC = \sqrt{3}$$

Bei großen Zündwinkeln gegen 180° erhält man auch bei der Horizontalsteuerung eine größere Streuung des Zündensatzes. Daher ist diese Steuerart für hohe Ansprüche nicht geeignet. Man zieht in Fällen, in denen an die Genauigkeit der Steuerung höhere Anforderungen gestellt werden, andere Steuerarten vor (Abschnitt 4).

Die Phasenverschiebung kann bei den vorstehend besprochenen Methoden mittels Potentiometer erfolgen (Handsteuerung). Für selbsttätige Steuerungen verwendet man veränderbare Induktivitäten, das sind Drosseln mit variabler Gleichstromvormagnetisierung.

4. Impulssteuerungen, Spannungsstoßsteuerungen

Einen genau definierten Zündzeitpunkt und weitgehende Unabhängigkeit von Spannungsschwankungen über den gesamten Steuerbereich erhält man durch Impulse (Spannungsstöße) mit möglichst steiler Vorderflanke. Während die oben beschriebenen Methoden in vielen Fällen nicht mehr befriedigen, können durch Impulssteuerungen praktisch die höchsten Anforderungen erfüllt werden.

Die Bestückung kann bei derartigen Schaltungen mit Röhren erfolgen. Bei den oftmals vorliegenden rauen Betriebsbedingungen (z. B. in Walz- und Hüttenwerken) weisen Röhren jedoch einige betriebliche Mängel auf, beispielsweise geringe Robustheit, Erschütterungs- und Stoßempfindlichkeit, notwendige Anheizzeit und begrenzte Lebensdauer. Man ist daher zu Geräten übergegangen, deren Funktion auf den nichtlinearen Eigenschaften des Eisenkreises beruht. Solche magnetischen Impulserzeuger sind statische Geräte von großer Robustheit und praktisch unbegrenzter Lebensdauer.

4.1 Impulstransformatoren

Eines der ältesten dieser Geräte ist der Impulstransformator. Er wird mit einem Joch aus einem Werkstoff mit hoher Anfangspermeabilität und scharfem Sättigungsknick in der Magnetisierungsschleife ausgeführt. Derartige Materialien sind zum Beispiel „Mu-Metall“, „Nicaloi“ und das bekannte „Permenorm 5000 Z“ (Bild 5).

An der Primärwicklung liegt die sinusförmige Eingangsspannung e_1 ; damit ist auch der Gesamtfluß Φ_1 sinusförmig. Im Joch tritt bald

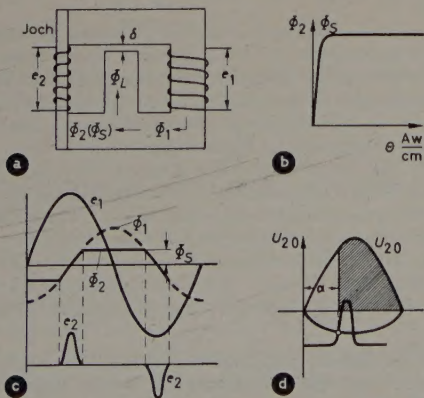


Bild 5. Impulstransformator. a) Prinzip, b) Kennlinie des Sekundärkerns (Joch), c) Spannungen und Flüsse (Φ_s = Sättigungsfluß). Zunächst ist der Fluß Φ_2 Null, der gesamte Fluß Φ_1 fließt durch das Joch. Bei einem Fluß Φ_s tritt Sättigung ein, der gesamte Fluß fließt jetzt durch den Luftspalt δ . Während der Flußänderung werden in der Sekundärwicklung Spannungsimpulse erzeugt. d) Gittersteuerung mit Impulsen

nach dem Nulldurchgang des Flusses Sättigung ein, der übrige Fluß geht über den Streuweg durch die Luft. Der Fluß im Joch wird abgeschnitten. Die Wicklung auf dem Joch liefert die Sekundärspannung e_2 , eine Folge von positiven und negativen Spannungsschößen. Eine andere Ausführung (Bild 6) weist einen Kern aus hochpermeab-

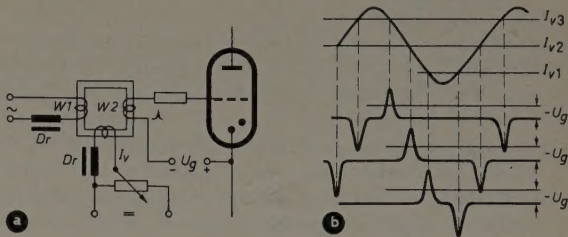


Bild 6. a) Gittersteuerung mit Impulstransformator, b) Verschiebung der Zündimpulse mittels Veränderung der Vormagnetisierung

lem Material und eine zusätzliche Vormagnetisierungswicklung auf. Der bei Nulldurchgang des Magnetisierungsstromes in der Wicklung W_2 induzierte Impuls kann mittels der Vormagnetisierung verschoben und der Zündensatz damit gesteuert werden.

4.2 Steuerung mit angeschnittener Sinushalbwellen

Größere Bedeutung haben in letzter Zeit Schaltungen mit Stoßdrosseln für die Gittersteuerung von Stromtoren erlangt. Die Wirkungsweise dieser Stoßdrosseln beruht wie die des spannungssteuernden Magnetverstärkers auf einem nahezu rechteckigen Knick in der Magnetisierungslinie, wodurch die Drossel vorübergehend als ein sehr hoher Widerstand wirkt, bei Erreichen der Sättigung jedoch praktisch einen Kurzschluß bildet. Es liegt also zunächst die gesamte Spannung an der Drossel, erst bei Eintritt der Sättigung legt sich die Spannung an den Lastwiderstand. Beim Ummagnetisieren wird praktisch ohne Stromänderung ein Spannungszeitintegral

$$\int u \, dt = w \, \Delta \Phi$$

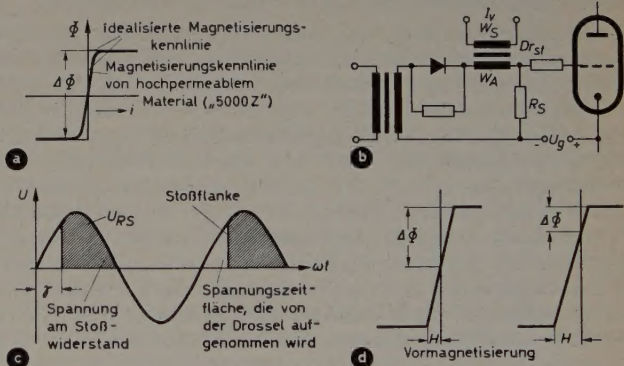


Bild 7. Gittersteuerung mit Phasenanschnitt (gleichstromvormagnetisierte Stoßdrossel). a) Magnetisierungskennlinie eines hochpermeablen Materials. Durch Vormagnetisierung werden $\Delta \Phi$ und der Sättigungszeitpunkt verändert, die Drossel nimmt ein Spannungszeitintegral $\frac{1}{W} \int u \, dt = \Delta \Phi$ auf, die Restspannung legt sich bei Eintritt der Sättigung an den Stoßwiderstand R_S ; b) Schaltung, c) angeschnittene Sekundärspannung (γ = Sättigungswinkel), d) Vormagnetisierung und Flußänderung $\Delta \Phi$. Je mehr vormagnetisiert wird, um so kleiner wird $\Delta \Phi$, um so früher wird die Drossel in gesättigt und um so kleiner ist der Sättigungswinkel γ

verbraucht (Bild 7). Durch Gleichstromvormagnetisierung wird $\Delta \Phi$ verändert, und folglich wird die Drossel früher oder später gesättigt. Damit verbraucht die Drossel eine entsprechend veränderliche Spannungszeitfläche, und die Spannung am Lastwiderstand wird auf diese Weise gesteuert. Der Eintritt der Sättigung verläuft analog dem Zündensatz eines Thyratrons. Dem Steuerwinkel entspricht hierbei der Sättigungswinkel. Wie man sieht, beginnt die Spannung am Widerstand mit einer steilen Flanke, wodurch das Thyatron exakt gezündet werden kann. Man bezeichnet diese Steuerart als Phasenanschnittsteuerung. Durch Aufbringen mehrerer Steuerwicklungen können mehrere Steuerkommandos zugleich eingeführt werden, etwa Strombegrenzung und Spannungskonstanthaltung.

Man erkennt aber, daß mit Hilfe der Steuerwicklungen allein besten-

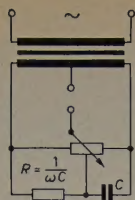


Bild 8. Phasenschieberschaltung für Phasenverschiebung über 180°

falls ein Bereich von $90...100^\circ$ bestrichen werden kann, da die Höhe des Spannungsstoßes je nach dem Sättigungszeitpunkt verschieden ist und zur sicheren Zündung eine bestimmte Höhe erforderlich ist. Während man bei Stromrichtern die gleiche Steueranordnung verwendet und mittels vorgeschalteter Drehregler einen größeren Steuerbereich erhält, verwendet man für Thyratrons hierzu Phasenschwenkschaltungen, ähnlich wie sie im nächsten Abschnitt besprochen werden. Eine gleichfalls gebräuchliche Schaltung zeigt Bild 8. Bei den oben beschriebenen Phasenbrücken war eine Verschiebung um 180° in Wirklichkeit nicht möglich, da der Phasenschieberwiderstand nicht von Null bis Unendlich kontinuierlich verändert werden kann. Mit der Schaltung nach Bild 8 ist jedoch eine Phasenverschiebung über 180° möglich. Allerdings ändert sich die Amplitude der verschobenen Spannung um $1/2$.

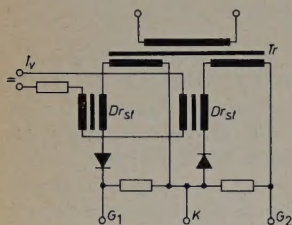


Bild 9. Phasenanschnittsteuerung zweier Thyratrons mit gemeinsamem Kathodenpotential. G_1, G_2 = Gitteranschlüsse von R6 1 und R6 2, K = Kathodenanschluß

Bild 9 zeigt die Schaltung für die Steuerung zweier Thyratrons in Mittelpunkt- oder Brückenschaltung mit Phasenanschnitt. Mit einer geringen Änderung können auch zwei antiparallel geschaltete Thyratrons damit gesteuert werden.

4.3 Spannungsstoßsteuerung mit Phasenschwenkung

Eine Schaltung, die infolge der kurzen Verstellzeit über den vollen Steuerbereich bei steilen Impulsen und geringer Steuerleistung auch höchsten Anforderungen genügt und besonders auch für Motorreversiersteuerungen geeignet ist, zeigt Bild 10. Wie bei allen hochwertigen Steuergeräten ist die Impulsverschiebung mit rein elektrischen Mitteln möglich. Der Impuls wird durch die Stoßdrossel in der Brückendiagonalen erzeugt. Sie besteht aus einem Material mit scharfem Sättigungsknick („Permenorm 5000 Z“). An dem in Reihe mit der Stoßdrossel liegenden Stößwiderstand werden die Impulse abgegriffen. Der gleichfalls in Reihe liegende Kondensator nimmt nach dem Sättigungsstoß einen Teil der Spannung auf, dadurch verläuft die Spannung am Widerstand R_s von diesem Augenblick an nicht mehr sinusförmig, sondern sinkt stark ab. Als Folge davon

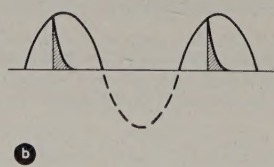
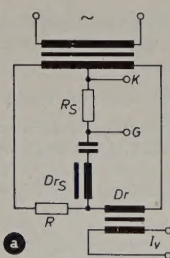


Bild 10. Spannungsstoßsteuerung mit Phasenschwenkbrücke. a) Schaltung, b) Impulsform

erhält man eine verringerte Steuerleistung bei gleicher Impulshöhe und -steilheit. Die Phasenverschiebung erfolgt durch Vormagnetisierung der Schwenkdrossel L , die mit dem Widerstand R eine Phasenbrücke bildet. Zur Vergrößerung des Verstellbereiches werden die Transformatorwicklungen auch an zwei verschiedene Phasen angeschlossen.

Dasselbe Prinzip findet auch für Stromrichter Anwendung. Die Steilheit der Impulse und die hohe Verstellgeschwindigkeit machen Geräte dieser Art für hohe Ansprüche geeignet.

Zum Schluß soll darauf hingewiesen werden, daß alle magnetischen Geräte mit Trägheiten behaftet sind, was bei Regelungen mit extrem kurzen Zeiten zu beachten ist. In solchen Fällen wird man elektronische Gittersteuergeräte verwenden müssen. Um die angeführten Mängel der Röhren auszuschalten, zugleich aber ihre Vorzüge beizubehalten, kann man Transistoren verwenden. Transistoren weisen die gleiche Trägheitslosigkeit auf wie Elektronenröhren, erfordern aber keine Anheizzeit.

Schrifttum

- [1] • Kretzmann, R.: Handbuch der Industriellen Elektronik, Berlin 1954, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik
- [2] Gesteuerte Gleichrichter. Valvo Berichte, August 1954
- [3] • Davis W. L., u. Weed, H. R.: Grundlagen der Industriellen Elektronik, Stuttgart 1955, Berliner Union

(eingegangen am 31. Mai 1957)

Radaranlagen für Elbe und Weser

DK 621.396.967:627.2

Zur Sicherung der Schiffsverkehrswege zu den deutschen Seehäfen an Elbe und Weser hat das Bundesverkehrsministerium der Firma *Elektro Spezial (Philips)* einen Auftrag auf Lieferung und Montage je einer Radarkette für Elbe und Weser erteilt. Die erste Ausbaustufe umfaßt auf der Elbe die Radarstationen auf Neuwerk, in Cuxhaven und in Belum sowie die Auswertzentrale in Cuxhaven, ferner eine Radarstation mit örtlicher Auswertung in Brunsbüttelkoog an der Einfahrt zum Nord-Ostsee-Kanal und auf der Weser die Radarstationen auf den Leuchttürmen Roter Sand, Hoher Weg und Robbenplatte und eine weitere Radarstation in Blexen. Die Auswertzentrale wird in Bremerhaven eingerichtet. Mit dieser Ausbaustufe ist die Wesermündung bis zum Hafen Bremerhaven ausgeleuchtet, während auf der Elbe noch eine Lücke zwischen Brunsbüttelkoog und dem Hamburger Hafengebiet in einer zweiten Ausbaustufe geschlossen werden muß. Die Arbeiten für die erste Ausbaustufe haben begonnen und werden bis zum Jahre 1960 abgeschlossen sein.

Die Bilder der Radarstationen werden über eine Richtfunkstrecke zu den mit 6 beziehungsweise 8 Bildschirmgeräten ausgestatteten zentralen Auswertstationen in Cuxhaven und Bremerhaven übertragen. Die auf den Leuchttürmen montierten Stationen werden von der Zentrale ferngesteuert. Um unbedingte Sicherheit zu gewährleisten, sind alle Stationen als Doppelanlagen ausgeführt; ebenso kann bei Ausfall der örtlichen Stromversorgung innerhalb eines Sekundenbruchteils automatisch auf ein Notstromaggregat umgeschaltet werden.

Zur Vermeidung von Interferenzen und gegenseitigen Störungen sind die Frequenzen innerhalb des 3-cm-Bandes gestaffelt. Ein Klystron hoher Stabilität gibt dem Empfangsoszillator eine so große Konstanz, daß automatische Nachstellung nicht erforderlich ist. Auch der Sender läßt sich durch Verwendung eines neuartigen durchstimmbaren Magnetrons kontinuierlich über den gesamten 3-cm-Bereich abstimmen. Der Sender strahlt 30 kW Impulsleistung ab; Impulslänge 0,08 μ s, Impulsfolgefrequenz 2000 Hz. Die Hauptkeule der Antenne hat in der Horizontalen $0,6^\circ$ Bündelbreite, in der Vertikalen etwa 20° ; Antennendrehzahl: 20 U/min.

Jeder Radar-Sende-Empfangsanlage ist ein Überwachungsrichtgerät mit 30-cm-Bildröhre zugeordnet, das auf 3 Bereiche umschaltbar ist und weitgehende Dezentrierung des Bildmittelpunktes sowie den Anschluß eines Karten-Einblendgerätes gestattet. Die Hauptsichtgeräte in der Zentrale benutzen eine 41-cm-Bildröhre und sind ebenfalls mit Umschaltmöglichkeiten auf die verschiedenen Entfernungsbereiche sowie mit Dezentrierungsmöglichkeit ausgerüstet. Zur genauen Ortsbestimmung lassen sich elektronisch Entfernungsmarken hoher Genauigkeit in das Radarbild einblenden. Die Winkelnauigkeit ist besser als $0,5^\circ$. Ferner läßt sich in das Bild des Hauptsichtgerätes elektronisch ein Kurslineal mit einer im Abstand veränderbaren Entfernungsmarkierung einblenden. Die mit diesem Kurslineal eingestellten Winkel- und Entfernungswerte können an den Ableseskalen der Einstellknöpfe mit einer sehr großen Genauigkeit abgelesen werden.

Das Karten-Einblendgerät, bestehend aus Abtaströhre, optischem System, Karten-Diapositiv und Photoverstärkerröhre mit Videoverstärker, gestattet die elektronisch paralaxenfreie Einblendung einer Karte und weiterer Informationen in das Radarbild.

Für die Fernsteuerung wird in der Zentrale eine Wählscheibe benutzt, deren Impulsreihen über entsprechende Zwischenglieder auf den unbemannten Stationen die zugehörigen Schaltrelais betätigen.

Molekulare Mikrowellen-Verstärker (Maser)

DK 621.375.9.029.64/5:539

Die Methoden zur Erzeugung und Verstärkung von Mikrowellen haben in letzter Zeit durch Ausnutzung quantenhafter molekularer Emissionsvorgänge eine wichtige Bereicherung erfahren. Das Prinzip dieser unter dem Sammelbegriff „Maser“ (Microwave amplification by stimulated emission of radiation) bekannten Methode geht auf J. Weber [1] sowie N. G. Bassov und A. M. Prokhorov [2] zurück, die unabhängig voneinander diese Möglichkeit zur Herstellung von Mikrowellen vorschlugen. Sie ergab sich als Ergebnis der Erkenntnisse auf dem Gebiete der Mikrowellen-Spektroskopie.

In den letzten Jahren ist eine größere Anzahl von Abhandlungen über Maser veröffentlicht worden. Die vorliegende Arbeit soll zusammenfassend über diese Entwicklung berichten.

1. Grundsätzliche Wirkungsweise eines Masers

Der Maser unterscheidet sich von üblichen Mikrowellen-Verstärkern mit Elektronenröhren grundsätzlich dadurch, daß er nicht die geordnete Bewegung von Elektronen in elektrischen und magnetischen Feldern zur Verstärkung von Hochfrequenzfeldern ausnutzt, sondern die quantenhaften Energiezustände der Materie. Atome und Moleküle haben verschiedene Energiezustände, die durch ihre Elektronenkonfiguration bestimmt sind. Durch Wechselwirkung mit dem Feld einer elektromagnetischen Welle oder mit anderen Atomen kann ein Atom Energie aufnehmen oder abgeben. Es kann auch spontan von einem Zustand höherer Energie in einen solchen niedrigerer Energie übergehen, wobei es nach einer Grundbeziehung der Quantentheorie ein Strahlungsquant (Photon) mit der Energie ΔE und der Frequenz $\nu = \Delta E/h$ aussendet (ΔE = Energiedifferenz zwischen dem ursprünglichen und dem sich infolge Strahlung einstellenden Zustand des Atoms, h = Plancksche Konstante).

Nach Einstein ist nun die Wahrscheinlichkeit, daß unter dem Einfluß von Strahlung ein Atom von einem Zustand A in einen Zustand B übergeführt wird, ebenso groß wie die Wahrscheinlichkeit für den Übergang vom Zustand B in den Zustand A . Ein solcher Übergang ist jedoch nur wahrscheinlich, wenn die Frequenz der Strahlung annähernd $E_A - E_B = h \cdot \nu_{AB}$ ist.

Ist Materie im thermischen Gleichgewicht, so ist die Anzahl der Atome im Energiezustand E_i proportional

$$e^{-\frac{E_i}{kT}},$$

wobei T die absolute Temperatur und k die Boltzmannsche Konstante ist. Mit Zunahme der Energie im fraglichen Zustand des Atoms nimmt also die Anzahl der Atome dieses Zustandes exponentiell ab. Hat der Zustand B eine größere Energie als der Zustand A , so ist das Verhältnis der Anzahl von Atomen in diesen beiden Energiezuständen

$$N_B/N_A = e^{-\frac{h \cdot \nu_{AB}}{kT}}$$

Wird Materie im thermischen Gleichgewicht mit elektromagnetischen Wellen der Frequenz ν_{AB} bestrahlt, so ist die Anzahl der induzierten Übergänge, die Energie aus der Welle aufnehmen, von der Größe $N_A \cdot P_{AB}$, während die Anzahl induzierter Übergänge, die Energie von den Atomen an das Feld der elektromagnetischen Welle abgeben, von der Größe

$$N_B \cdot P_{BA} = N_B \cdot P_{AB} = N_A \cdot P_{AB} \cdot e^{-\frac{h \cdot \nu_{AB}}{kT}}$$

ist. Man ersieht hieraus, daß es bei Atomen, die sich bei der Temperatur T im thermischen Gleichgewicht befinden, eine größere Anzahl gibt, die sich in einem niedrigeren als in einem höheren Energiezustand aufhalten, und daß deshalb häufiger Übergänge vom niedrigeren Energiezustand in den höheren als umgekehrt stattfinden. Hieraus resultiert insgesamt eine Absorption von Strahlungsenergie durch Materie. Will man umgekehrt im Mittel dem elektromagnetischen Strahlungsfeld durch Atome Energie zuführen, so muß man dafür sorgen, daß auf irgendeine Weise mehr Atome im Zustand B

als im Zustand A enthalten sind. Auf diesem Prinzip beruht die Wirkungsweise aller molekularen Mikrowellen-Verstärker.

2. Der Molekularstrahl-Maser

Diese von J. P. Gordon, H. J. Zeiger und C. H. Townes [3] beschriebene Anordnung stellt die ursprüngliche Form des Masers dar und macht Gebrauch vom Quantenübergang zwischen dem Grundzustand des NH_3 -Moleküls und einem etwas energiereicheren Zustand. Bei diesem „Inversionsübergang“ wird eine Mikrowelle der Frequenz 24000 MHz ($\lambda = 1,25$ cm) erzeugt.

Um eine Bevorzugung von NH_3 -Molekülen mit dem höheren Energiezustand zu erhalten und beide Energiezustände voneinander trennen zu können, setzten Gordon, Zeiger und Townes das NH_3 -Gas der Wirkung eines elektrischen Feldes aus (Stark-Effekt). Hierbei erniedrigt sich die Energie des niedrigen Zustandes des NH_3 -Moleküls, während die Energie des höheren Energiezustandes erhöht wird. Dadurch wirkt auf das NH_3 -Molekül im niedrigen Energiezustand eine Kraft in Richtung des Gradienten der elektrischen Feldstärke und auf ein Molekül im oberen Energiezustand eine Kraft in entgegengesetzter Richtung.

Bei der experimentellen Anordnung strömen die NH_3 -Moleküle in Form eines Strahles in eine evakuierte Kammer, wobei der Strahl in der aus Bild 1 ersichtlichen Weise durch ein elektrostatisches Fokus-

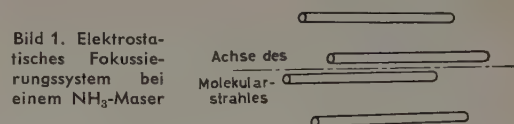


Bild 1. Elektrostatisches Fokussierungssystem bei einem NH_3 -Maser

sierungssystem hindurchläuft, das aus vier achsenparallelen Elektroden besteht, die abwechselnd eine positive oder negative Ladung führen. In einem solchen System weist der Gradient der elektrischen Feldstärke von der Achse des Molekularstrahles fort. Die Moleküle im höheren Energiezustand ballen sich in der Strahlachse zusammen, während die Moleküle im niedrigen Energiezustand nach außen getrieben werden, so daß im Strahl eine Trennung der Moleküle mit zwei verschiedenen Energiezuständen stattfindet. Die Moleküle des energiereicheren Zustandes durchfliegen einen auf 24000 MHz abgestimmten Hohlraumresonator. Erregt man den Hohlraumresonator durch ein elektromagnetisches Feld mit dieser Frequenz, so werden in den NH_3 -Molekülen Übergänge aus dem energiereicheren Zustand in den energieärmeren induziert, und dadurch tritt eine Emission von Mikrowellen-Photonen der angegebenen Frequenz auf. Auf diese Weise wird das schwingende Feld im Hohlraumresonator verstärkt.

Die mit einem solchen Molekular-Maser erreichbare Verstärkung ist proportional der Wahrscheinlichkeit dafür, daß unter Einwirkung des Hochfrequenzfeldes eine Emission von Mikrowellen-Photonen zustande kommt. Diese Wahrscheinlichkeit ist ihrerseits proportional dem Überschuss an Molekülen im energiereicheren Zustand gegenüber dem energieärmeren; sie wird ferner um so größer, je kleiner die Eigendämpfung, je größer also der Q -Faktor des Hohlraumresonators ist, da bei einem entsprechend schwach gedämpften Kreis das elektromagnetische Feld entsprechend intensiver mit den NH_3 -Molekülen in Wechselwirkung treten kann. Ist die Verstärkung hinreichend groß, so kann sich der Maser auch selbst erregen. Da die Frequenz der elektromagnetischen Schwingungen hauptsächlich durch die Energiedifferenz zwischen den beiden Quantenzuständen des Moleküls bestimmt ist, hat ein solcher Mikrowellen-Oszillator eine um Größenordnungen bessere Frequenzkonstanz als quarzstabilisierte Röhrengeneratoren.

Die Ausgangsleistung eines NH_3 -Masers ist sehr klein und etwa von der Größenordnung 10^{-10} W, die Bandbreite nur einige kHz und weniger. Der technische Vorteil des Masers gegenüber gebräuchlichen Mikrowellen-Verstärkern ist das sehr viel niedrigere Eigenrauschen.

Dadurch besteht die Möglichkeit zur Verstärkung sehr viel schwächerer Signale als mit den bisherigen Mitteln der Mikrowellentechnik. Das Rauschen rührt einerseits von der schwarzen Strahlung der Hohlraumwände her, die Mikrowellen absorbieren und nach dem Kirchhoffschen Gesetz entsprechend emittieren, andererseits von der spontanen Emission von Mikrowellen-Photonen durch Moleküle im höheren Energiezustand. Die Wahrscheinlichkeit für das Auftreten spontaner Emission ist jedoch hier sehr viel kleiner als das Zustandekommen von induzierter Emission, so daß diese Rauschursache nur eine untergeordnete Rolle spielt.

3. Der „negative Temperatur“-Maser

Eine zweite Gruppe molekularer Mikrowellen-Verstärker beruht darauf, daß sich eine Anreicherung von Atomen mit höheren Energiezuständen durch Einwirkung einer „negativen Temperatur“ herbeiführen läßt [4]. Dabei werden die Atome einem Magnetfeld ausgesetzt, das den energetischen Grundzustand des Atoms in verschiedene Niveaus mit höherer Energie aufspaltet. Die Energie des *i*-ten Zustandes unter der Einwirkung eines Magnetfeldes der Stärke *B* berechnet sich zu

$$E_i = \mu_0 g M_J B,$$

wobei μ_0 das Bohrsche Magneton, *g* der Lande-Aufspaltungsfaktor (*g*-Faktor) und M_J die Komponente des gesamten Winkelmoments eines Atoms im *i*-ten Energiezustand in Richtung auf das magnetische Feld in Einheiten von $\hbar/2\pi$ sind. Im Falle thermischen Gleichgewichtes ist die Anzahl der Atome proportional der Größe $e^{-E_i/kT}$. Wird die Richtung des Magnetfeldes plötzlich geändert, so ergibt sich ein negativer Wert von M_J für jeden Energiezustand. Ein Energiezustand, der zuvor also die Energie $+E_i$ aufwies, hat nunmehr die Energie $-E_i$. Die Population jedes dieser Zustände ist somit proportional $e^{+E_i/kT}$. Eine solche Verteilung würden die Energiezustände entsprechend der Boltzmannschen Formel für negative Temperaturen haben. Man hat also auch hier die für einen Maser wesentliche Voraussetzung, daß sich eine größere Anzahl von Atomen im höheren als im niedrigeren Energiezustand befindet.

Der „negative Temperatur“-Maser hat gegenüber dem NH_3 -Maser den Vorteil, daß er eine Mikrowellenverstärkung innerhalb eines breiteren Spektrums liefern kann. Ändert man nämlich die magnetische Feldstärke, so läßt sich auch die Energiedifferenz zwischen den beiden Energiezuständen im Atom ändern und damit die Arbeitsfrequenz. Sein Nachteil ist aber, daß sehr tiefe Temperaturen erforderlich sind, da nur in diesem Falle ein großer Überschuß an Atomen mit höherem Energiezustand zustande kommt. Eine weitere Schwierigkeit ist, daß die Verstärkung mit Annäherung der Atome an das thermische Gleichgewicht exponentiell abnimmt. Man ist daher gezwungen, die Energiequelle periodisch zu erneuern. Im Gegensatz zum NH_3 -Maser spielt das Rauschen infolge spontaner Emission hier eine größere Rolle.

4. Der Lichtquanten-Maser

Eine dritte Art von Maser nutzt die Einstrahlung von Lichtquanten aus, um die Atome des Mikrowellen erzeugenden Mediums in einen energiereicheren Zustand überzuführen [5, 6]. Bild 2 veranschaulicht das Prinzip am Beispiel der Energieniveaus von Natrium. Die gelbe Lichtemission im Spektrum der Na-Atome beruht auf Übergängen vom $^2P_{3/2}$ - und $^2P_{1/2}$ -Niveau in den Grundzustand $^2S_{1/2}$. Bringt man ein Na-Atom in ein Magnetfeld, so spaltet jedes Energieniveau in eine Feinstruktur auf, wie es im Bild 2 (rechts) veranschaulicht ist.

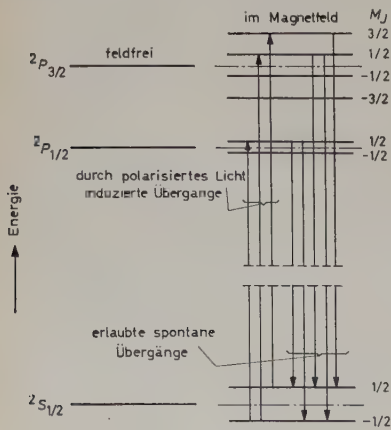


Bild 2. Energieniveaus und Übergänge in einem Lichtquanten-Maser

Die Frequenz, die einen Übergang zwischen den Niveaus $M_J = 1/2$ und $M_J = -1/2$ — in die das Grundniveau aufspaltet — hervorruft, ist je Gauß Magnetfeldstärke 5,6 MHz. Läßt man jetzt zirkular polarisiertes Licht von einer Na-Lampe auf den Na-Dampf im Maser in Richtung parallel zum magnetischen Feld wirken, so wird diese Strahlung von den Na-Atomen absorbiert, die dadurch in einen Zustand von höherem Energieniveau angeregt werden. Wegen der zirkular polarisierten Lichtstrahlung sind nur solche Übergänge erlaubt, für die M_J sich um den Wert $+1$ ändert (Bild 2). Die so erregten Atome emittieren spontan ein Lichtquant und fallen dadurch auf eines der 2S -Niveaus zurück. Die von der Quantentheorie erlaubten spontanen Übergänge sind solche, bei denen sich M_J um ± 1 oder 0 ändert (Bild 2). Wegen dieser Gesetzmäßigkeit werden die Atome aus dem tiefsten Energieniveau 2S in das höhere Energieniveau 2S überführt, doch kann das Atom, wenn es den höheren Zustand erreicht hat, durch diesen Mechanismus nicht wieder in das Ausgangsniveau zurückkehren. Auf diese Weise kann also die Anzahl von Atomen im höheren Energiezustand größer als die der im niedrigeren befindlichen gemacht werden. Es ist schwierig, eine genügend große Anzahl energiereicher Atome unter Ausnutzung des beschriebenen Mechanismus zu erhalten. Erst in jüngster Zeit ist dieses Prinzip zur Herstellung kürzester Wellen realisiert worden.

5. Der Kristall-Maser

Diese Gruppe molekularer Mikrowellen-Verstärker hat sich bisher als am erfolgreichsten erwiesen. Das Prinzip wurde zuerst von N. G. Bassov und A. M. Prokhorov [2] angewendet und später von N. Bloembergen [7] weiterentwickelt; es sei an dem Energieniveau-Diagramm eines Kristalls gemäß Bild 3 erläutert. Unter der

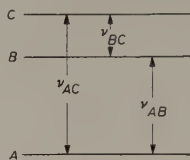


Bild 3. Energieniveau-Diagramm und Übergänge in einem Kristall-Maser

Voraussetzung, daß die verschiedenen Energiezustände *A*, *B* und *C* im thermischen Gleichgewicht sind, ist die Anzahl der Atome in den

Zuständen *B* und *C* um die Faktoren $e^{-\frac{h\nu_{AB}}{kT}}$ und $e^{-\frac{h\nu_{AC}}{kT}}$ größer als im Zustand *A*. Unter Einwirkung von Strahlung der Frequenz ν_{AC} tritt ein neuer Gleichgewichtszustand auf, bei dem die Anzahl von Atomen in den Zuständen *A* und *C* gleich groß ist. Die Anzahl der Atome im Zustand *B* kann kleiner oder größer sein als die derjenigen in den Energiezuständen *A* und *C*, was von der relativen Übergangswahrscheinlichkeit zwischen allen drei Energieniveaus abhängt. Die Übergangswahrscheinlichkeiten werden durch die Wechselwirkung der Atome mit dem Kristallgitter bestimmt und sind sehr viel größer als die spontanen Übergangswahrscheinlichkeiten eines freien Atoms. Ist die durch das Kristallgitter verursachte Übergangswahrscheinlichkeit W_{CB} zwischen den beiden Zuständen *C* und *B* merklich größer als die Übergangswahrscheinlichkeit W_{BA} zwischen den Zuständen *B* und *A*, so sind mehr Atome im Zustand *B* als im Zustand *A*; dann ist eine Emission von Mikrowellen mit der Frequenz ν_{AB} möglich. In entsprechender Weise kann der Maser eine Frequenz ν_{BC} erzeugen, falls $W_{BA} \gg W_{CB}$.

Damit ein Kristall-Maser in der beschriebenen Weise arbeiten kann, muß der Kristall durch flüssiges Helium auf Temperaturen unterhalb 4°K gebracht werden. Diese Notwendigkeit ergibt sich einerseits dadurch, daß die Verstärkung des Maser desto größer wird, je größer das Verhältnis N_B/N_A ist (N_B Anzahl der Atome im Zustand *B*, N_A Anzahl der Atome im Zustand *A*). N_B/N_A erreicht sein Maximum

$$\frac{h\nu_{BC}}{e k T},$$

wenn sich die beiden Energiezustände *B* und *C* im thermischen Gleichgewicht befinden. Man wird also ein möglichst großes Verhältnis ν_{BC}/T anstreben, doch muß die Frequenz ν_{BC} kleiner sein als die Arbeitsfrequenz ν_{AC} des Maser. Da $k/h = 2,1 \cdot 10^{10}$, erreicht das Verhältnis den Wert *e* bei einer Frequenz von 20000 MHz und einer Temperatur von 1°K . Außerdem muß der Kristall-Maser auch im Gebiet sehr tiefer Temperaturen arbeiten, weil die erwünschten niedrigen Werte für die durch das Kristallgitter induzierten Übergangs-

wahrscheinlichkeiten sich nur bei diesen tiefen Temperaturen erhalten lassen. Mit zunehmender Übergangswahrscheinlichkeit verstärkt sich das Eigenrauschen des Kristall-Maser. Was die experimentellen Ergebnisse betrifft, sei erwähnt, daß bei einer Frequenz von 2800 MHz eine Verstärkung von 40 dB (25 dB) bei Bandbreiten von 25 kHz (500 kHz) und eine Ausgangsleistung von 10^{-5} W erreicht wurden [8]. Dabei war die Rauschtemperatur kleiner als 100°K .

Die Entwicklung auf dem Gebiete der molekularen Mikrowellen-Verstärker steht noch in den Anfängen. Man darf erwarten, daß der Maser künftig eine bedeutende Rolle für die Verstärkung extrem schwacher Höchsfrequenzsignale spielen wird. So ist beispielsweise an der *Harvard University* ein Maser zur Verstärkung der extraterrestrischen Radiostrahlung des interstellaren Wasserstoffs bei $\lambda = 21\text{ cm}$ in Betrieb, mit dessen Hilfe es möglich ist, diese Strahlung auch von sehr entfernten Galaxien nachzuweisen, was mit anderen Verstärkern nicht möglich war.

Schrifttum

- [1] Weber, J., Trans. Inst. Radio Eng. PHED-3. Bd. 1 (1953)
- [2] Bassov, N. G., u. Prokhorov, A. M., J. exp. theoret. Phys. Bd. 28 (1955) S. 249
- [3] Gordon, J. P., Zeiger, H. J., u. Townes, C. H., Phys. Rev. Bd. 99 (1955) S. 1264
- [4] Purcell, E. M., u. Pound, R. V., Phys. Rev. Bd. 81 (1951) S. 279
- [5] Bittner, F., u. Brossel, J., Phys. Rev. Bd. 85 (1952) S. 1051
- [6] Shimoda, K., Takahasi, H., u. Townes, C. H., J. Phys. Soc. Japan Bd. 12 (1957) S. 689
- [7] Bloembergen, N., Phys. Rev. Bd. 104 (1956) S. 324
- [8] Scovil, H. E. D., Feher, G., u. Seidel, H., Phys. Rev. Bd. 105 (1957) S. 762

(eingegangen am 16. Jan. 1958)

Mitteilung aus der Universitäts-Sternwarte Jena

G. WANIE

Verfahren zur Stabilisierung der Heizspannung

[DK 621.316.722.1.027.25

Es gibt Schaltungen mit Elektronenröhren, die möglichst konstante Heizung der Katoden erfordern (z.B. Eingangsröhren von Gleichstromverstärkern [1]). Um übliche Heizspannungen (6,3 oder 12,6 V) zu stabilisieren, wurde ein P-Regler gebaut, der es gestattet, die relativen Schwankungen der stabilisierten Gleichspannung von 12,6 V mindestens 100mal kleiner als die relativen Schwankungen des Wechselstromnetzes zu halten. Dieses stabilisierte Netzgerät läßt sich für Ströme bis zu einigen Ampere auslegen.

Bild 1 veranschaulicht das Prinzip. Die Spannung U_A am Ausgang des Gleichrichters wird mit einer konstanten Vergleichsspannung U_V verglichen. Zum Abtasten der beiden Spannungen mit 50 Hz dient ein polarisiertes Relais oder ein Zerkacker. Die bei verschiedenem U_A und U_V auftretende Wechselspannung wird verstärkt und steuert je nach Phasenlage die beiden Leistungsrohren $Rö 1$ und $Rö 2$. Der Transformator, der auch die Wicklungen für den Gleichrichter trägt, wird so durch die Leistungsrohren mehr oder weniger belastet. Dadurch fällt an der Drossel Dr , über die der Transformator gespeist wird, eine ver-

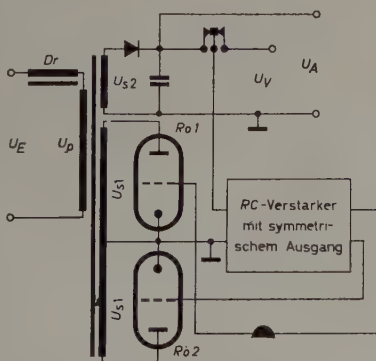


Bild 1. Prinzip der Stabilisierung

änderliche Spannung ab, die durch die Schwankungen der Ausgangsspannung U_A gesteuert wird.

Der *RC*-Verstärker habe die Spannungsverstärkung V ($V = \text{Verhältnis der Ausgangsamplitude einer Phase gegen Erde zur Eingangsamplitude}$). Die Differenz der beiden Gleichspannungen $U_A - U_V$ am Ausgang sei ΔU_A ; dann ist $\frac{1}{2} \cdot V \Delta U_A$ die Spannung, mit der die Leistungsrohren angesteuert werden. $\frac{1}{2} \cdot V \Delta U_A S$ ist dann die Änderung der Stromamplitude, die abwechselnd in den beiden Sekundärwicklungen des Transformators fließt (S ist die Steilheit einer Leistungsrohre bei der Anodenspannung, die so groß ist wie die Amplitude von U_{S1}).

Primärseitig gibt diese durch die Aussteuerung verursachte Änderung der Stromamplitude eine Veränderung der Wechselspannungsamplitude an der Drossel Dr von $\frac{1}{2} \cdot V \Delta U_A S \hat{u}_1 R_D$, wenn man einen idealen Transformator voraussetzt und $\hat{u}_1 = U_{S1}/U_p = i_p/i_{S1}$ ist; R_D ist der Widerstand der Drossel für 50 Hz. Eine Spannungsdifferenz ΔU_A am Ausgang bleibt demnach nur erhalten, wenn die Eingangsamplitude um den viel größeren Betrag $\left(\frac{1}{2} \cdot V S \hat{u}_1 R_D + \hat{U}_p/U_A\right) \Delta U_A$ von der Amplitude abweicht, die kein ΔU_A zur Folge hat. Das erste Glied in der Klammer entspricht der Amplitudenänderung an der Drossel, das zweite der am Eingang des Transformators. (\hat{U}_p ist die Wechselspannungsamplitude am Eingang des Transformators.) Daraus ergibt sich für den Stabilisierungsfaktor

$$\frac{\Delta U_E/U_E}{\Delta U_A/U_A} = \left(\frac{1}{2} \cdot V S R_D \hat{u}_1 + \frac{\hat{U}_p}{U_A} \right) \frac{U_A}{\hat{U}_E},$$

wobei \hat{U}_E die Amplitude der Eingangswechselspannung ist. Bei $V = 0$ ist der Stabilisierungsfaktor \hat{U}_p/\hat{U}_E also immer kleiner als 1. Für den technisch wichtigen Fall großer Stabilisierungsfaktoren (etwa 100) kann das zweite Glied in der Klammer immer weggelassen werden. Man kann den Stabilisierungsfaktor erhöhen, indem man beispielsweise die Verstärkung des Wechselstromverstärkers erhöht. Eine Grenze dafür ist nur durch die notwendige Stabilität des Regelkreises gegeben. Der Regelbereich ist durch die Anodenverlustleistung und die aus dem Gleichrichter entnommene Leistung bestimmt.

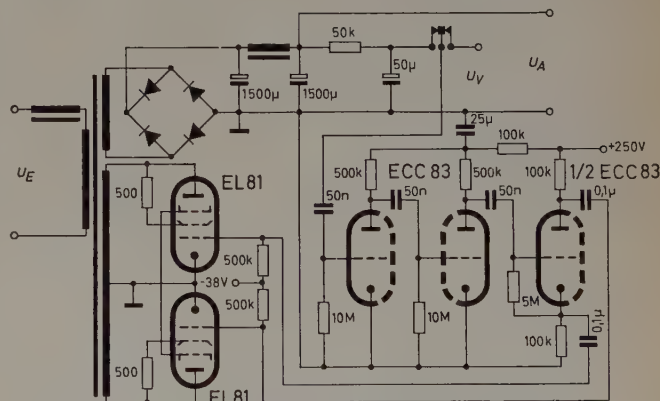


Bild 2. Stabilisiertes Netzgerät für 12,5 V und 0,5 A

Die ausführliche Schaltung zeigt Bild 2. Es wurde ein Netztransformator mit folgenden Anzapfungen benutzt:

$U_p = 125\text{ V}$, $U_{S1} = 300\text{ V}$; somit wird $\hat{u}_1 = 2,4$. Mit den Werten $R_D = 400\ \Omega$, $V = 2600$, $S = 5\text{ mA/V}$ und $U_E = 220\text{ V}$ errechnet sich ein Stabilisierungsfaktor von 250. Gemessen wurde ein Stabilisierungsfaktor von etwa 200. Besondere Maßnahmen, um Schwingungen zu unterdrücken, brauchten nicht getroffen werden.

Schrifttum

- [1] Valley, G. E., u. Wallman, H.: Vacuum tube amplifiers. Radiation Lab. Ser. 18. New York 1948, McGraw-Hill

(eingegangen am 9. Dez. 1957)

Ein neues Registrierprinzip

1. Einleitung

DK 621.317.7.087.6

Die Abhängigkeit zwischen zwei Größen kann man durch eine Wertetabelle oder eine Kurve darstellen. Man spricht von einer digitalen (ziffernmäßigen) oder von einer analogen (stetigen) Darstellung der Abhängigkeit. Es gibt digital und analog arbeitende Meß- und Registriergeräte.

Das hier zu erläuternde Prinzip enthält Elemente digitaler und stetiger Arbeitsweise. Die Aufzeichnung erfolgt quasistetig als funktionaler Zusammenhang; es können aber nur endlich viele Funktionswerte dargestellt werden. Im folgenden soll das Verfahren an Hand der Registrierung einer Meßgröße in Abhängigkeit von der Zeit beschrieben werden.

2. Beschreibung des Prinzips

Variante A

Jeder Elektrode sei durch einen Amplitudendiskriminator ein bestimmter Wert der Meßspannung zugeordnet. Beim Passieren eines dieser Vergleichswerte erhält die zugeordnete Elektrode einen elektrischen Impuls, der beispielsweise auf Metallpapier¹⁾ einen Ausbrand markiert. Wählt man die Abstände der in einer Reihe senkrecht zur Vorschubrichtung nebeneinander angeordneten n Elektroden im gleichen Verhältnis wie die der Vergleichswerte, so erhält man eine lineare punktweise Darstellung der zu registrierenden Meßgröße.

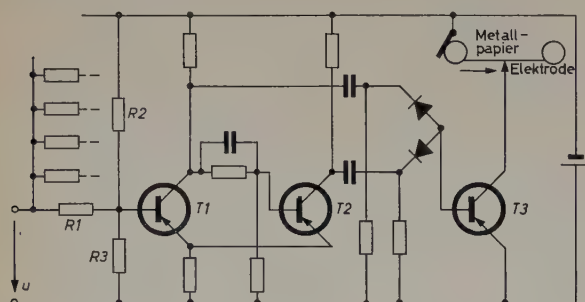


Bild 1. Wirkungsweise eines elektronischen Amplitudendiskriminators

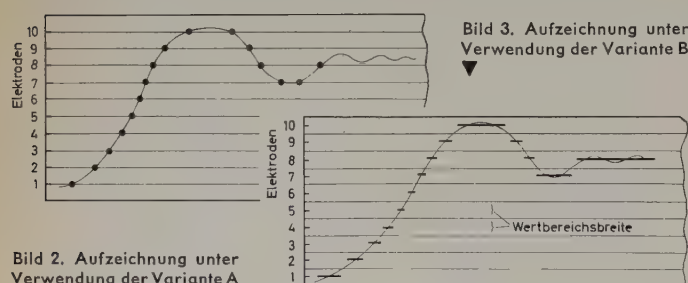


Bild 2. Aufzeichnung unter Verwendung der Variante A

Ein elektronischer Amplitudendiskriminator, der aus n Schmitt-Trigger mit vernachlässigbarer Hysterese besteht, soll an Hand von Bild 1 erläutert werden. Die Meßspannung u wird n Schmitt-Trigger über je ein Netzwerk, bestehend aus R_1 , R_2 und R_3 zugeführt. Durch passende Wahl dieser Widerstände wird erreicht, daß die je aus den Transistoren T_1 und T_2 aufgebauten Schmitt-Trigger bei verschiedenen bestimmten Werten der Eingangsspannung u kippen. Da sowohl das Über- als auch das Unterschreiten dieser Werte festgehalten werden muß, werden die Kollektorspannungen von T_1 und T_2 differenziert und über Dioden T_3 zugeführt, dessen Stromstoß die zugehörige Elektrode speist.

Das im Bild 2 konstruierte Oszillogramm erhält man für äquidistante Vergleichswerte und Elektroden.

Variante B

Jeder Elektrode ist ein (im allgemeinen) zusammenhängender Wertebereich der Eingangsspannung eines elektronischen Amplitudendiskriminators zugeordnet. Solange sich die Eingangsspannung in einem Wertebereich bewegt, wird die zugehörige Elektrode mit Strom gespeist. Den

¹⁾ Metallpapier darf nur mit Genehmigung der Robert Bosch GmbH, Stuttgart, verwendet werden.

Diskriminator kann man mit einer Elektronenstrahlröhre aufbauen (eine weitere Schaltung wird unten angegeben). Hier stellt sich ein prinzipieller Fehler ein, der von den Elektrodenabständen und Wertebereichsbreiten abhängt. Bild 3 zeigt ein für gleiche Wertebereichsbreiten und konstanten Elektrodenabstand konstruiertes Oszillogramm.

Man kann in dieser Variante des Verfahrens sehr leicht eine Zeitmarkierung vornehmen, indem man die Registrierlinien periodisch unterbricht. Das kann dadurch geschehen, daß man die Schreibeinrichtung im Takt der Eichfrequenz freigibt. In diesem Zusammenhang ergibt es sich fast von selbst, daß man auch mehrere Meßgrößen „gleichzeitig“ darstellen kann, indem man vor die elektronische Auswahlwahlung einen Umschalter setzt und abwechselnd von jeder Meßgröße einen Wert schreibt.

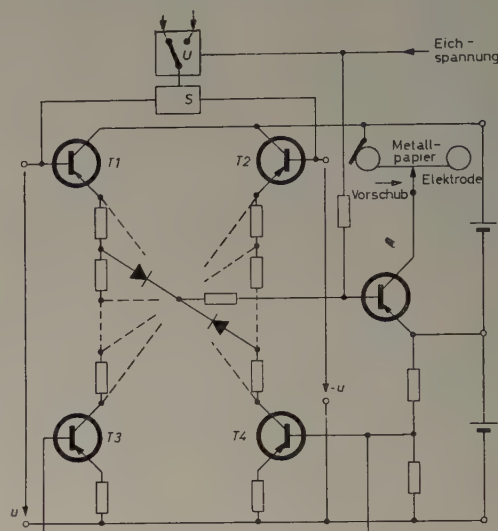


Bild 4. Schaltung unter ausschließlicher Verwendung von Halbleiterelementen

Im Bild 4 ist eine Schaltung angegeben, in der nur Halbleiterbauelemente verwendet werden. Die Eingangsspannungen werden abwechselnd durch den Umschalter U , der von der Eichfrequenz gesteuert wird, auf die Symmetriestufe S gegeben, deren Ausgänge die beiden Transistoren T_1 und T_2 steuern. Sie werden mit konstantem Strom von den Transistoren T_3 und T_4 über die beiden Widerstandsketten mit je $(n-1)$ gleichen (wenn gleiche Wertebereichsbreiten gefordert werden) Widerständen gespeist. Die Abgriffe der Widerstandsketten sind „kreuzweise“, wie Bild 4 zeigt, mit Dioden verbunden. Würden diese Verbindungen durch Widerstände gebildet, so hätten deren Mittelabgriffe unabhängig von u konstantes und gleiches Potential. Die Schaltung wirkt also so, daß die Spannungen an den Diodenabgriffen nacheinander Maxima erreichen, wenn sich die Eingangsspannung u proportional mit der Zeit ändert. Diese Abgriffe sind über je ein Paralleladditionsnetzwerk, über das die Eichspannung eingekoppelt wird, mit je einem der n Schalttransistoren verbunden, die die zugehörigen Elektroden speisen.

3. Zusammenstellung der Nach- und Vorteile des Registrierprinzips

3.1 Nachteile

Feinheiten des Kurvenverlaufs sind nicht zu erkennen. Es tritt ein durch das Prinzip bedingter Fehler auf. Bei Variante A kann es stören, daß bei konstanter Meßspannung keine Registrierung erfolgt.

3.2 Vorteile

Das Meßergebnis ist sofort sicht- und auswertbar. Weil keine mit der Meßfrequenz zu bewegendende Teile vorkommen, ist der darstellbare Frequenzbereich praktisch nur durch die erreichbare Vorschubgeschwindigkeit begrenzt (Auflösung). Man kann durch passende Wahl der Elektrodenabstände und Vergleichswerte eine fast beliebige Zuordnung des Registrierwertes zum Meßwert vornehmen, also beispielsweise quadratische und logarithmische „Skalen“ verwirklichen.

Ein so aufgebautes Registriergerät ist erschütterungsunempfindlich (kann also auch in Fahrzeugen verwendet werden) und unempfindlich gegen (ungewollte) Überschreitung des Meßbereichs, ja man kann sogar einen gewünschten Ausschnitt einer Funktion durch „Vorspannen“ der Auswahlwahlung herausgreifen („Spannungslupe“, unterdrückter Nullpunkt). Es kann so leicht wie eine elektronische Meßeinrichtung an Meßprobleme angepaßt werden.

Schrifttum

- 1) • Palm, A.: Elektrische Meßgeräte und Meßeinrichtungen. 3. Aufl., Berlin — Göttingen — Heidelberg 1948, Springer
- 2) Ortlieb, A.: Das Metallpapier-Registrierverfahren. Elektrotechn. Z. Bd. 71 (1950) S. 653-656

(eingegangen am 26. Apr. 1958)

Über die Verwendung von Oszillatortrioden in HF-Generatoren mit wechselnder Belastung

In industriellen HF-Generatoren werden sehr häufig Sendetriden verwendet. Man spricht beispielsweise von 100-W-Triden und von 1-kW-Triden und kennzeichnet damit die HF-Leistung, die mit diesen Röhren erzeugt werden kann. Die größten Typen liefern Leistungen von mehr als 100 kW. Zur Speisung benutzt man meistens Gleichspannung, mitunter auch Wechselspannung. Die der Röhre zugeführte Eingangsleistung N_a läßt sich nur teilweise in hochfrequente Ausgangsleistung $N_{a\sim}$ umwandeln. Der Rest — die Verlustleistung — erwärmt die Röhre; die Wärme entsteht hauptsächlich in der Anode (Anodenverlustleistung Q_a) [1].

Der Nutzeffekt $\eta = \frac{N_{a\sim}}{N_a}$ der Energieumwandlung kann bei modernen Röhren 80% überschreiten; der Wert von η hängt jedoch stark von einigen Faktoren ab, auf die noch näher eingegangen wird. Außer in der Senderöhre treten Verluste auch in den Schwingkreisen auf, was im folgenden jedoch unberücksichtigt bleiben soll.

Für den Konstrukteur ist es wichtig, den Triodentyp zu kennen, der für seinen Zweck am besten geeignet ist. Bei der Auswahl spielt nicht nur die Höhe des erreichbaren Wirkungsgrades eine Rolle, sondern auch das Verhalten, mit dem die Röhre auf Abweichungen von den günstigsten Einstellung reagiert. Derartige Abweichungen (Schwankungen der Netzspannung, Änderungen der Belastung des Generators) kommen bei Verwendung in der Industrie häufig vor. Bisher wurden in industriellen Anlagen meistens Senderröhren verwendet, die hauptsächlich für Rundfunk- und Fernsender entwickelt waren. Derartige Röhren sind so konstruiert, daß bei sorgfältiger Einhaltung der vorgeschriebenen Betriebsbedingungen das beste Resultat erreicht wird. Für die Verwendung unter stark wechselnden Bedingungen sind sie jedoch weniger geeignet. Ihre Verwendung in Industrie-generatoren (wechselnde Bedingungen, ungeschultes Bedienungs-personal) ist im allgemeinen wohl möglich, wenn man genügend unterhalb der zulässigen Maximalwerte für Ströme, Spannungen und Leistungen bleibt. Bei ungünstiger Wahl des Röhrentyps oder bei falscher Bedienung kann aber die Röhre derart überlastet werden, daß bleibender Schaden entsteht. Die stets wachsende Nachfrage nach Senderröhren für den Gebrauch in der Industrie hat nun dazu geführt, daß Röhren speziell für diesen Zweck konstruiert wurden.

Durch Vernachlässigung bestimmter Bedingungen, die bei normalem Einsatz in der Industrie keine Rolle spielen (hohe Energieverstärkung, große Bandbreite, Eignung für extrem hohe Frequenzen) konnte man erreichen, daß die neuen Konstruktionen unempfindlich gegen Überlastung sowie Schwankungen der Belastung und Netzspannung sind. Auch mechanisch sind diese Röhren den im allgemeinen rauen Betriebsbedingungen in der Industrie besser gewachsen. Die im folgenden betrachtete Triode TB 5/2500 ist ein Beispiel für eine derartige Spezialröhre.

1. Kennlinien

Bei der Wahl der Senderöhre für einen Generator benutzt der Konstrukteur meistens die vom Röhrenhersteller veröffentlichten Kennlinien, und zwar die beiden Funktionen

$$i_a = f_a(U_a, U_g) \quad \text{und} \quad i_g = f_g(U_a, U_g),$$

welche den Zusammenhang zwischen Anoden- beziehungsweise Gitterstrom und den Spannungen an Anode und Gitter — bezogen auf die Katode — angeben.

Bis vor einigen Jahren wurden diese Funktionen vorwiegend mit U_a als Abszisse und i_a beziehungsweise i_g als Ordinate dargestellt. Für jeden Wert des Parameters U_g erhält man dann eine andere Kurve. Das Beispiel eines derartigen i_a - U_a - und i_g - U_a -Kennlinienfeldes zeigt Bild 1. Für Berechnungen ist es jedoch vorteilhafter, U_a und U_g

DK 621.385.3:621.373.4

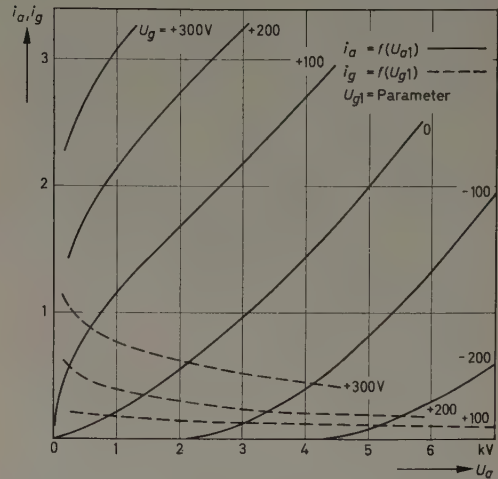


Bild 1. i_a - U_a - und i_g - U_a -Kennlinien einer Sendetriode TB 5/2500

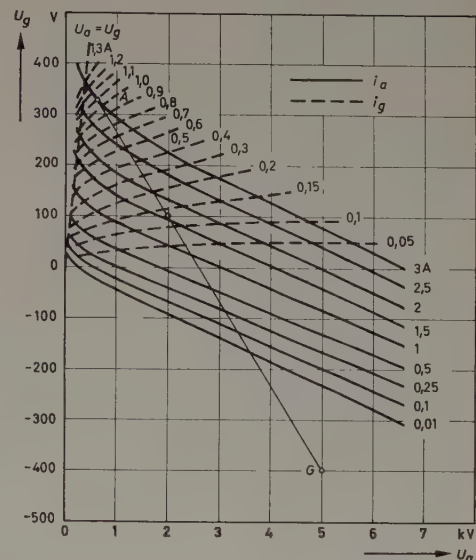


Bild 2. Konstantstrom-Kennlinien der Triode TB 5/2500 mit Arbeitslinie

als Koordinaten zu wählen und i_a beziehungsweise i_g als Parameter zu verwenden. Bild 2 zeigt ein derartiges Kennlinienfeld.

Im Bild 3 ist dargestellt, wie bei einer schwingenden Triode U_a und U_g als Funktion der Zeit variieren. Die Anodenspannung verläuft praktisch sinusförmig um einen konstanten (vom Stromversorgungsteil gelieferten) Spannungswert U_{a0} ; die Amplitude der Anodenwechselspannung sei U_{a1} .

Den gleichen Verlauf, jedoch mit entgegengesetzter Phase, zeigt die Gitterspannung mit der Amplitude U_{g1} um einen praktisch konstanten negativen Wert U_{g0} . In der Praxis entsteht diese negative Gittervorspannung „automatisch“ als Spannungsabfall des Gitterstromes am Gitterableitwiderstand R_g (Bild 4). Der Gitterkondensator C_g sorgt für die Siebung.

Im Bild 3 sind auch die Formen der Anodenstrom- und Gitterstromimpulse angegeben. Sie lassen sich für eine bestimmte Triode mit Hilfe der „Konstantstrom-Kennlinien“ leicht ermitteln. Zu einem

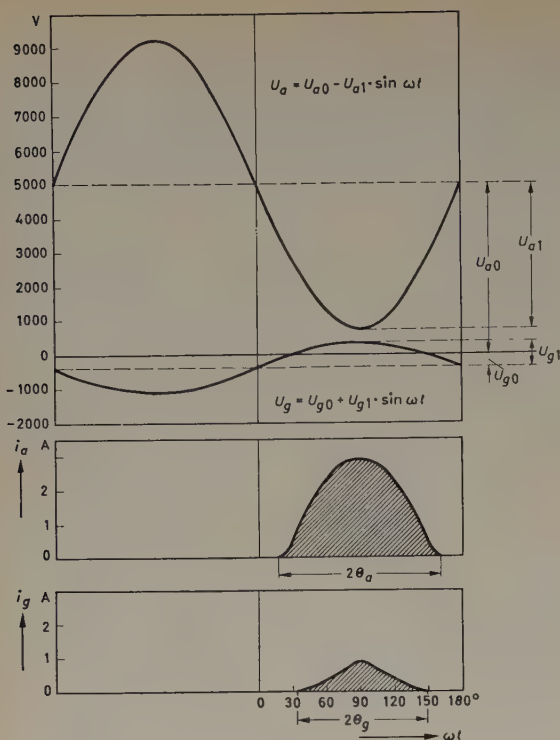


Bild 3. Zeitlicher Verlauf von Anodenspannung, Gitterspannung, Anodenstrom und Gitterstrom

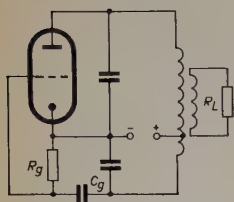


Bild 4. Schaltung eines HF-Generators

bestimmten Zeitpunkt ($\omega t = 0$) ist $U_a = U_{a0}$ und $U_g = U_{g0}$ (Punkt G im Bild 2); $\frac{1}{4}$ Periode später ($\omega t = \pi/2$) ist $U_a = U_{a0} - U_{a1}$ und $U_g = U_{g0} + U_{g1}$ (Punkt A im Bild 2).

Verbindet man die Punkte A und G durch eine Gerade — die „Arbeitslinie“ —, dann ist leicht einzusehen, daß alle Werte U_a und U_g , die zu beliebigen Zeitpunkten auftreten können, auf dieser Linie liegen müssen¹⁾.

Im Bild 5 wurden auf der Arbeitslinie nicht nur die Punkte A ($\omega t = \pi/2 = 90^\circ$) und G ($\omega t = 0^\circ$), sondern auch die Punkte B

¹⁾ Auch in einem i_a - U_a -Kennlinienfeld kann man Arbeitslinien zeichnen. Wegen des nichtsinusförmigen Verlaufes von i_a sind sie dann aber keine Geraden [2].

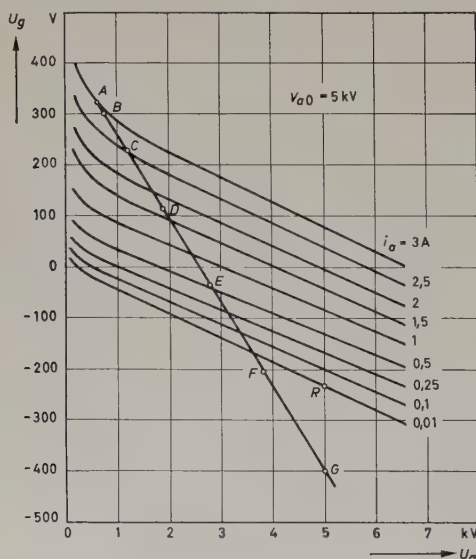


Bild 5. Wie Bild 2, die Punkte G , F , E , D , C , B und A korrespondieren mit den Zeitwinkelwerten 0° , 15° , 30° , 45° , 60° , 75° und 90° im Bild 3

($\omega t = 75^\circ$ und 115°), C ($\omega t = 60^\circ$ und 120°), D ($\omega t = 45^\circ$ und 135°), E ($\omega t = 30^\circ$ und 150°) sowie F ($\omega t = 15^\circ$ und 165°) eingezeichnet. Der Abstand jedes dieser Punkte von G ist proportional dem Sinus des zugehörigen ωt -Wertes.

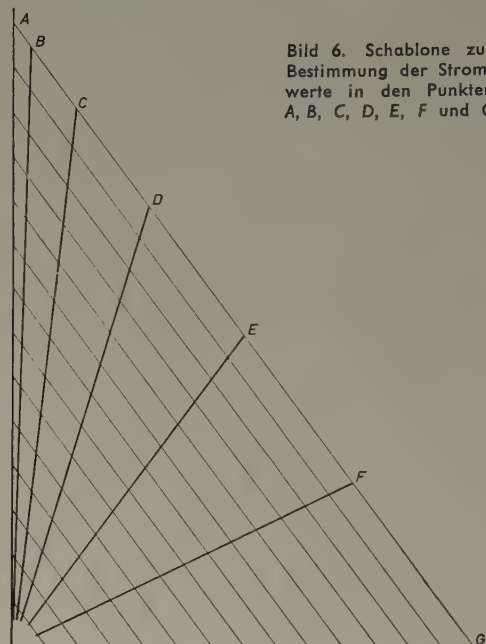


Bild 6. Schablone zur Bestimmung der Stromwerte in den Punkten A , B , C , D , E , F und G

Eine derartige Verteilung kann grafisch mit Hilfe von Bild 6 vorgenommen werden, indem Bild 6 auf durchsichtiges Papier gezeichnet und derart auf Bild 5 gelegt wird, daß die zu A — G parallelen Linien parallel zur Arbeitslinie verlaufen. Die zu A ... G gehörenden Momentanwerte von i_a und i_g lassen sich dann leicht aus den Konstantstrom-Kennlinien ablesen und eventuell als Funktion von ωt auftragen.

Auf diese Weise wurden die i_a - und i_g -Kurven im Bild 3 erhalten. Mit Hilfe der Formeln

$$i_{a0} = \left(\frac{1}{2} \cdot i_{aA} + i_{aB} + i_{aC} + i_{aD} + i_{aE} + i_{aF} \right) / 12$$

$$i_{g0} = \left(\frac{1}{2} \cdot i_{gA} + i_{gB} + i_{gC} + i_{gD} + i_{gE} + i_{gF} \right) / 12$$

$$i_{a1} = (i_{aA} + 1,93 i_{aB} + 1,73 i_{aC} + 1,41 i_{aD} + i_{aE} + 0,52 i_{aF}) / 12$$

$$i_{g1} = (i_{gA} + 1,93 i_{gB} + 1,73 i_{gC} + 1,41 i_{gD} + i_{gE} + 0,52 i_{gF}) / 12$$

kann man die Mittelwerte i_{a0} und i_{g0} sowie die Amplituden der ersten Harmonischen i_{a1} und i_{g1} berechnen. Die Eingangsleistung ist dann

$$N_a = U_{a0} i_{a0},$$

die Ausgangsleistung

$$N_a = \frac{1}{2} \cdot U_{a1} i_{a1},$$

die Steuerleistung

$$N_{st} = \frac{1}{2} \cdot U_{g1} i_{g1}$$

und der Wirkungsgrad

$$\eta = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{a1}}{U_{a0}} \cdot \frac{i_{a1}}{i_{a0}}$$

Bei einem Oszillator wird die Steuerleistung vom Generator selbst geliefert. Die Ausgangsleistung wird dadurch etwas kleiner, nämlich $N_a - N_{st}$. N_{st} wird teilweise im Gitterableitwiderstand verbraucht.

$$U_{g0} i_{g0} = i_{g0}^2 R_g$$

Der Rest trägt zur Erwärmung des Gitters bei²⁾.

²⁾ Als Folge von Sekundäremission des Gitters ist die wirklich im Gitter verbrauchte Energie größer [1].

2. Ermittlung der Arbeitslinie

Die Anodenspannung U_{a0} — und damit die Abszisse des Punktes G — wird von der Röhrenfabrik angegeben; die negative Gitterspannung U_{g0} , also die Ordinate von G , ist meistens nicht direkt veröffentlicht, läßt sich jedoch aus dem stets gegebenen Wert des Gitterableitwiderstandes R_g und dem mittleren Gitterstrom I_{g0} berechnen. Punkt G ist also vollständig bestimmt. Die Neigung der Arbeitslinie ist nun durch den Rückkopplungsfaktor K (Neigung = $1/K$) gegeben. Ist K unbekannt, dann kann man hierfür den Wert $\frac{0,9 U_{a0}}{U_{g1}}$ einsetzen.

Um die Lage des Punktes A auf der Arbeitslinie zu bestimmen, wählt man einige Punkte und berechnet für jeden von ihnen beispielsweise mit Hilfe von Bild 6 den Wert i_{a1} ; dann multipliziert man i_{a1} mit dem zugehörenden Wert U_{a1} und kontrolliert, für welchen Punkt dieses Produkt gleich der doppelten Ausgangsleistung der Röhre ist. Hier sei bemerkt, daß bei der vom Erzeuger angegebenen Ausgangsleistung die Steuerleistung bereits abgezogen ist. Die gesamte Ausgangsleistung $\frac{1}{2} \cdot U_{a1} i_{a1}$ ist meistens 5...10% höher als der angegebene Wert. Jeder Lage des Punktes A sind eine bestimmte Ausgangsleistung und ein bestimmter Anodenwiderstand $R_a = \frac{U_{a1}}{i_{a1}}$ zugeordnet. R_a errechnet sich aus der Belastung, der Ankopplung an den Schwingkreis und den Eigenschaften dieses Kreises. Im allgemeinen wird für eine Senderöhre neben den Grenzdaten auch eine normale Einstellung (typical operation) angegeben. Sie gilt aber nur für einen bestimmten Wert von R_a ; nur bei Einhaltung dieses Wertes erhält man die angegebene Ausgangsleistung.

3. Änderungen der Belastung

Bei Änderung des Belastungswiderstandes (dies geschieht in der Praxis von selbst, zum Beispiel durch Änderung des spezifischen Widerstandes des zu erwärmenden Werkstückes) und konstantem K wird Punkt A seine Lage ändern. U_{a1}/i_{a1} wird wieder gleich dem neuen Wert von R_a sein. In der U_a-U_g -Ebene gibt es unendlich viele Punkte, die dieser Bedingung genügen; nur ein Punkt aber erfüllt gleichzeitig die Bedingung $i_{g0} R_g = U_{g0}$. Es sei hier bemerkt, daß i_{g0} und U_{g0} in dem neuen Zustand andere Werte annehmen als vorher. Sowohl G als A haben eine neue Lage; nur die Neigung der Geraden $A-G$, die durch K bestimmt ist, bleibt gleich. Im allgemeinen gehören zu dem neuen Zustand auch andere Werte von Eingangs- und Ausgangsleistung.

Für den Entwickler ist es wichtig zu wissen, ob die Ausgangsleistung bei Änderung von R_a dabei konstant bleibt oder nicht, oder welche Änderungen von R_a zulässig sind, um innerhalb gewisser vorher festgelegter Grenzen der Ausgangsleistung zu bleiben³⁾. Eine Antwort auf diese Frage läßt sich finden, wenn man eine große Anzahl von Arbeits-

linien zeichnet und für jede die Ausgangsleistung auf die oben angegebene Weise errechnet.

Das ist aber eine sehr zeitraubende Arbeit, da die Lage des Punktes A stets durch Probieren gefunden werden muß. Im Anhang wird gezeigt, wie man bei Verwendung von linearisierten Kennlinien den Zeitaufwand wesentlich verringern kann.

4. Kurven konstanter Ausgangsleistung

Läßt man bei konstantem Rückkopplungsfaktor K den Punkt A sich derart in der U_a-U_g -Ebene bewegen, daß das Produkt $U_{a1} i_{a1}$ konstant bleibt, dann ist der geometrische Ort der Punkte A eine Kurve konstanter Ausgangsleistung. Im Bild 7 sind derartige Kurven gezeichnet; im Bild 7a für eine Röhre mit großem Durchgriff ($\mu = 14,3$), im Bild 7b für eine Röhre mit kleinem Durchgriff ($\mu = 40$). Bei Abnahme von U_{a1} muß i_{a1} zunehmen, damit die Ausgangsleistung konstant bleibt. Es ist daher ohne weiteres verständlich, daß der Punkt A sich in Richtung höherer Ströme verschiebt.

Zur Konstruktion einer Kurve konstanter Ausgangsleistung genügt die Kenntnis der Anodenstromkennlinien; die Gitterstromkennlinien gehen dabei nicht ein. Bei Kenntnis der Anodenstromkennlinien kann man auch die Kurven konstruieren, für die der Quotient U_{a1}/i_{a1} einen festen Wert hat. Diese Kurven nennt man Kurven konstanten Arbeitswiderstandes. Im theoretischen Fall linearer Anodenstromkennlinien sind alle Kurven konstanten Arbeitswiderstandes Geraden; sie schneiden einander im Punkt $U_a = U_{a0}$, $i_a = 0$ (Punkt R im Bild 5). Alle Kurven konstanter Ausgangsleistung bilden dann eine Schar gleichartiger Kurven mit dem Punkt R als Zentrum. Für eine bestimmte Kurve ist der Multiplikationsfaktor proportional der Quadratwurzel der zu dieser Kurve gehörenden Ausgangsleistung. Diese beiden Tatsachen sind auch bei praktisch vorkommenden Kennlinien (die meistens in einem weiten Bereich praktisch Geraden sind), ein gutes Hilfsmittel, um schnell eine große Anzahl von Kurven konstanter Ausgangsleistung oder konstanten Anodenwiderstandes zu berechnen.

5. Kurven konstanten Gitterableitwiderstandes

Im Feld konstanter i_g -Linien kann man Kurven eines bestimmten Wertes des Gitterableitwiderstandes $R_g = U_{g0}/i_{g0}$ auf analoge Weise konstruieren, wie die Kurven konstanter Ausgangsleistung und konstanten Arbeitswiderstandes im Feld konstanter i_a -Kurven gefunden wurden.

Im Bild 8 sind derartige Kurven eingezeichnet. Bild 8a bezieht sich auf eine Triode mit geringer sekundärer Gitteremission. Das kommt dadurch zum Ausdruck, daß Gitterstrom fließt, sobald U_g positiv wird, und daß der Gitterstrom mit zunehmendem U_g monoton steigt.

Im anderen Fall (Bild 8b) fließt Gitterstrom erst, nachdem U_g einen bestimmten positiven Wert überschritten hat. Unterhalb dieses Wertes ist der Gitterstrom praktisch Null oder etwas negativ. Derartige Kennlinien sind für eine Triode mit starker sekundärer Emission des Gitters charakteristisch. Im Bild 8b verlaufen die Kurven von

konstantem R_g mehr oder weniger horizontal; im Bild 8a schieft von links oben nach rechts unten.

6. Die Ausgangsleistung als Funktion des Anodenwiderstandes

Nimmt man an, daß die Anodenstromkennlinien und die Gitterstromkennlinien einer Triode gleich denen im Bild 7b beziehungsweise 8a verlaufen und daß die in diesen Bildern gezeichneten Kurven von konstantem N_a und R_g für den gleichen Wert des Rückkopplungsfaktors K berechnet wurden, dann liefert der Schnittpunkt einer R_g -Linie und einer N_a -Linie, wenn beide Abbildungen aufeinandergelegt werden, den Punkt A der zugehörigen Arbeitslinie.

Die Arbeitslinie selbst findet man, indem man durch Punkt A eine Gerade mit der Neigung $\cot K$ zieht. Hält man nun R_g konstant und variiert R_a , dann bewegt

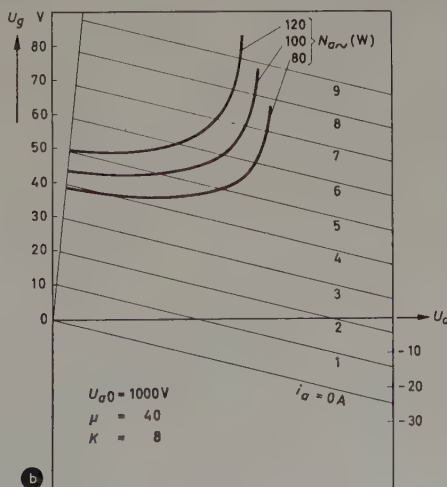
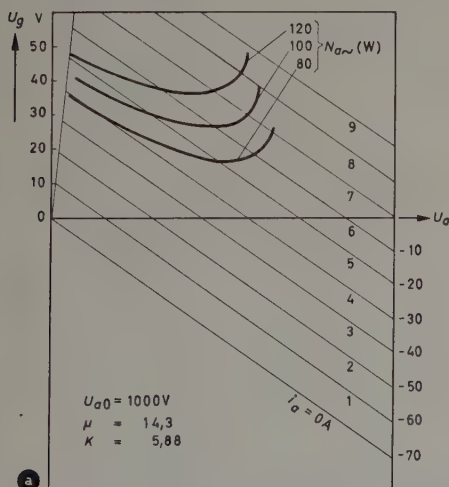


Bild 7. a) Linearisierte i_a -Kennlinien mit Kurven konstanter Ausgangsleistung (Triode mit großem Durchgriff; kleines μ); b) wie a, aber für eine Triode mit kleinem Durchgriff (großes μ)



Regeln – praktisch verlustfrei

Überall, wo Regel- und Steueraufgaben
verlustarm gelöst werden sollen,
bewähren sich Siemens-Transduktor-Bauelemente.

Mit ihnen lassen sich ein- und mehrstufige
Regelschaltungen bis zu 164 kVA aufbauen.

Wenn Sie sich ausführlich über unsere
Transduktor-Bauelemente informieren wollen –
die neue Liste RT 1/I gibt Ihnen über alle
Einzelheiten Aufschluß.

SIEMENS-SCHUCKERTWERKE AKTIENGESELLSCHAFT

Zunahme von i_{g0} . (Der positive Maximalwert von U_g wird bei dieser Verschiebung meist etwas kleiner, so daß in beiden Fällen die Zunahme der Gitterverlustleistung etwas geringer ist als die relative Zunahme von i_{g0} .)

In der Praxis kommt bei schwingenden Röhren ein unendlich großes R_a nicht vor. Die Röhre muß ja mindestens ihre eigene Steuerleistung liefern; hinzu kommen noch die Kreisverluste. Dadurch ist die relative Zunahme des Gitterstromes und der Gitterverlustleistung bei Übergang von dem „normalen“ Zustand auf „Nullast“ kleiner, als obenstehende vereinfachte Darstellung ergibt.

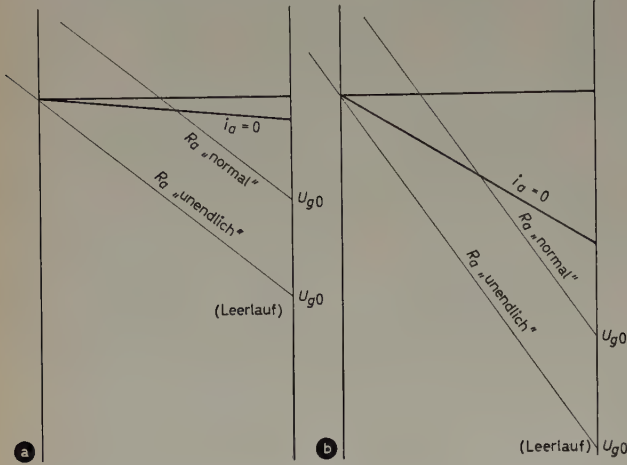


Bild 10. a) Verschiebung der Arbeitslinien bei Übergang von Vollast auf Nullast (Triode mit kleinem Durchgriff); b) wie a, aber jetzt für eine Triode mit großem Durchgriff. Die relative Zunahme von Gittervorspannung und Gitterstrom ist hier bedeutend kleiner als im Bild 10 a

8. Nachsatz

Bei den bisher angestellten Betrachtungen wurde stets angenommen, daß der Rückkopplungsfaktor K fest eingestellt ist und durch Veränderung von R_a nicht beeinflusst wird. Es besteht aber die Möglichkeit, den Belastungswiderstand derart an den Schwingkreis zu koppeln, daß der Rückkopplungsfaktor K wohl von R_a abhängt. Auf diese Weise kann man den Zusammenhang zwischen abgegebener Leistung und Anodenwiderstand bei einer bestimmten Senderöhre einigermaßen beeinflussen.

Diese Möglichkeit ergibt sich auch bei Verwendung eines nichtlinearen Gitterableitwiderstandes. Ein bekanntes Beispiel ist die Verwendung einer Glühlampe oder eines Eisenwasserstoffwiderstandes; bei beiden steigt der Widerstand bei zunehmendem Gitterstrom. Prinzipiell ist es möglich, R_g automatisch derart zu verändern, daß der Endpunkt der Arbeitslinie bei Veränderung von R_a längs einer Linie konstanter Ausgangsleistung verläuft.

9. Anhang

9.1 Anodenstromkennlinien

Lineare Anodenstromkennlinien können auf folgende Weise dargestellt werden:

$$i_a = a \left(U_g + \frac{U_a}{\mu} \right)$$

Setzt man außerdem

$$U_a = U_{a0} - U_{a1} \cdot \sin \omega t \quad \text{und} \quad U_g = U_{g0} + U_{g1} \cdot \sin \omega t,$$

dann gilt

$$i_a = a (A + B \cdot \sin \omega t)$$

Hierbei bedeutet

$$A = U_{g0} + \frac{U_{a0}}{\mu}$$

und

$$B = U_{g1} - \frac{U_{a1}}{\mu} = U_{a1} \left(\frac{1}{K} - \frac{1}{\mu} \right) = p U_{a1}$$

Setzt man für den halben Anodenstromflußwinkel

$$\theta_a = b g \cdot \cos \left(-\frac{A}{B} \right),$$

dann findet man für den mittleren Anodenstrom i_{a0} und die erste Harmonische i_{a1}

$$i_{a0} = \frac{aA}{\pi} (\theta_a - \tan \theta_a)$$

$$i_{a1} = \frac{aA}{\pi} (\sin \theta_a - \theta_a \cdot \sec \theta_a)$$

Außerdem gilt

$$\frac{1}{R_a} = \frac{i_{a1}}{U_{a1}} = \frac{ap}{\pi} (\theta_a - \sin \theta_a \cdot \cos \theta_a) \quad (1)$$

$$\text{und} \quad N_{a*} = \frac{2\pi}{ap} \cdot N_a \sim = U_{a1}^2 (\theta_a - \sin \theta_a \cdot \cos \theta_a) \quad (2)$$

Aus Gl. (1) folgt, daß bei konstantem R_a (und fest eingestelltem K) der Stromflußwinkel $2\theta_a$ des Anodenstroms konstant bleibt. Das bedeutet, daß die Endpunkte der Arbeitslinien in diesem Fall auf einer Geraden liegen, die durch den Punkt $U_a = U_{a0}$; $i_a = 0$ (Punkt R aus Bild 5) verläuft. Aus Gl. (2) folgt, daß die Ausgangsleistung bei konstantem θ_a (R_a) proportional U_{a1}^2 ist.

Alle Kurven konstanter Ausgangsleistung bilden daher eine Schar gleichförmiger Kurven mit dem Punkt R als Multiplikationszentrum und $\sqrt{N_a \sim}$ als Multiplikator.

Für die Neigung der $N_a \sim = \text{const}$ -Kurven findet man

$$\frac{dU_g}{dU_a} = p \cdot \frac{\theta_a}{\sin \theta_a} - \frac{1}{K} \quad (3)$$

Daraus folgt:

- 1) In Punkten, in denen aufeinanderfolgende Kurven konstanter Ausgangsleistung von einer Kurve von konstantem R_a geschnitten werden, sind die Neigungen einander gleich.
- 2) Die Neigung ist in jedem Punkt größer (positiver) als die der Kurve $i_a = 0$ $\left(-\frac{1}{\mu} \right)$.
- 3) Für $\theta_a = \pi$ (der sogenannte A-Betrieb) ist $\frac{dU_g}{dU_a} = \infty$. Das bedeutet: Alle Linien konstanter Ausgangsleistung verlaufen hier vertikal.
- 4) Die Neigung ist Null (Tangente horizontal), wenn

$$\frac{\theta_a}{\sin \theta_a} = \frac{1}{pK} = \frac{\mu}{\mu - K}$$

9.2 Gitterstromkennlinien

Lineare Gitterstromkennlinien lassen sich darstellen durch

$$i_g = b \left(U_g - \frac{U_a}{\eta} \right)$$

Auf gleiche Weise, wie schon beschrieben, findet man nun

$$i_{g0} = \frac{bC}{\pi} (\theta_g - \tan \theta_g)$$

und

$$i_{g1} = \frac{bC}{\pi} (\sin \theta_g - \theta_g \cdot \sec \theta_g)$$

Hierbei bedeutet $\theta_g = b g \cdot \cos \left(-\frac{C}{D} \right)$ den halben Stromflußwinkel des Gitterstromes. Außerdem ist

$$C = U_{g0} - \frac{U_{a0}}{\eta} \quad \text{und} \quad D = U_{g1} + \frac{U_{a1}}{\eta}$$

Für den Gitterableitwiderstand findet man

$$\frac{1}{R_g} = \frac{b}{\pi} \left(1 - \frac{U_{a0}}{\eta U_{g0}} \right) (\text{tg } \theta_g - \theta_g)$$

Im Falle $\frac{1}{\eta} = 0$ (horizontal verlaufende Gitterstromkennlinien) ist R_g ausschließlich eine Funktion von θ_g . Das bedeutet, daß die Kurven von konstantem R_g in diesem Fall Geraden sind, die einander im Punkt $U_a = U_{a0}$; $U_g = 0$ schneiden. Ist $\frac{1}{\eta} \neq 0$, dann verschiebt sich der Schnittpunkt dahin, wo die Arbeitslinie durch $U_a = U_{a0}$; $U_g = 0$ die Linie $i_g = 0$ schneidet. Auch sind die Kurven von konstantem R_g in diesem Falle keine Geraden.

9.3 Röhren mit konstanter Ausgangsleistung

Im Falle $\frac{1}{\eta} = 0$ (dies kann bei Gittern mit sehr geringer sekundärer Emission und geringer Abhängigkeit des Gitterstromes von der Anodenspannung, wie es bei Tetroden und Pentoden möglich ist, eintreten) ist die Neigung der Kurven von konstantem R_g durch

$$\frac{dU_g}{dU_a} = \frac{1}{K} (\cos \theta_g - 1) \quad (4)$$

gegeben. Durch Gleichsetzen dieses Ausdrucks mit Gl. (3) erhält man folgende Gleichung für einen Zustand, bei dem die Ausgangsleistung bei Veränderung von R_a relativ konstant bleibt:

$$p \cdot \frac{\theta_a}{\sin \theta_a} = \frac{\cos \theta_g}{K} \quad (5)$$

Da R_a durch θ_a bestimmt ist und im vorliegenden Falle $\left(\frac{1}{\eta} = 0\right)$ der Wert von R_g nur von θ_g abhängt, gibt obenstehende Gleichung an, wie man R_a bei gegebenem R_g nominal wählen muß, um bei Variation von R_a die Ausgangsleistung möglichst konstant zu halten. Man erhält die geringste Abhängigkeit der Ausgangsleistung von R_a , wenn die Linien konstanter Ausgangsleistung und von konstan-

tem R_g im Bereich ihrer Schnittpunkte möglichst schwach gekrümmt oder gerade sind. Hinsichtlich R_g wurde bereits gesagt, daß ein Gitter mit geringer sekundärer Emission und monoton mit U_g zunehmendem Gitterstrom in dieser Hinsicht günstig ist.

Eine flache Kurve konstanter Ausgangsleistung erhält man, wenn in Gl. (3) der Einfluß von θ_a klein gegenüber dem Einfluß von $-\frac{1}{K}$ ist.

Wenn U_{a1} wenig von U_{a0} abweicht und $\theta_a = \pi/3$ ist (C-Betrieb), kann man in Näherung setzen

$$\frac{1}{K} = \frac{\bar{U}_g + \frac{U_{a0}}{\mu}}{U_{a0}} \quad \text{und somit} \quad p = \frac{\bar{U}_g}{U_{a0}}$$

Hierin bedeutet $\bar{U}_g = U_{g1} - U_{g0}$ den positiven Teil der Gitterspannung. Gl. (3) wird dann

$$\frac{dU_g}{dU_a} = \frac{\bar{U}_g}{U_{a0}} \left(\frac{\theta_a}{\sin \theta_a} - 1 \right) - \frac{1}{\mu}$$

Der Faktor $\frac{\bar{U}_g}{U_{a0}}$ kann klein gemacht werden, indem man der Röhre eine hohe Anodenspannung und große Steilheit gibt.

Der Einfluß von $R_a(\theta_a)$ -Veränderungen wird dann gering. Außerdem ist es günstig, μ niedrig zu wählen.

Schrifttum

- [1] Dorgelo, E. G.: Gitterprobleme bei Sendetrioden in Schaltungen der industriellen Elektronik. Funk-Technik Bd. 12 (1957) S. 528
- [2] • Heyboer, J. P.: Senderöhren. Hamburg, Philips Techn. Bibl. Bd. VII
- [3] Papenhuyzen, P. J.: Philips techn. Rdsch. Bd. 19 (1957/58) Nr. 4, S. 122
(eingegangen am 28. Febr. 1958)

TELEFUNKEN

DG 3-12 A

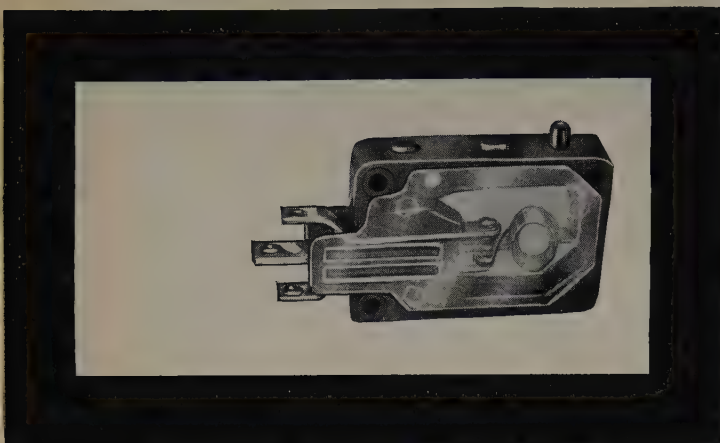
eine neue Kleinst-Oszillographenröhre mit Planschirm. Ausnutzbarer Schirmdurchmesser 27 mm. Vielseitige Anwendungsmöglichkeiten, zum Beispiel in Überwachungsanlagen und handlichen Prüfgeräten. Der Planschirm und die große Linien-schärfe machen sie nicht nur als Indikator, sondern auch als Meßröhre verwendbar.



TELEFUNKEN

Röhren-Vertrieb • Ulm-Donau

ALLZWECK- MIKROSCHALTER

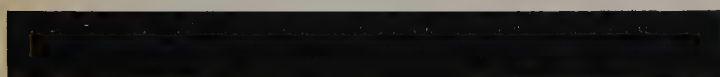


Wenn Sie einen Mikroschalter mit den bekannten Vorteilen der Momentkontaktgabe suchen und Ihre Anforderungen an Betätigungsdruk und Schaltweg nicht kritisch sind, ist unser preisgünstiger Allzweck-Schalter Type S 933 A das Richtige für Sie.

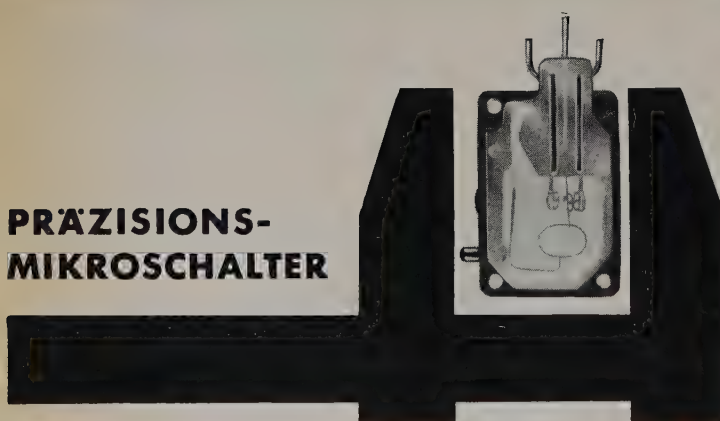
Bezeichnung	S 933 A 1	S 933 A 2
Schaltleistung	1,5 A 220 V ~	3 A 220 V ~
Betätigungskraft	ca. 40 g	ca. 80 g
Betätigungsweg	ca. 1,2 mm	ca. 1,2 mm
Rückschaltnachlaß	ca. 0,6 mm	ca. 0,6 mm

Betätigungsaufwand bei Hebelanordnung ca. 10 cmg

Preis ab Werk: **DM 1.85** • Mengenrabatte auf Anfrage



PRÄZISIONS- MIKROSCHALTER



Für hohe Ansprüche liefern wir Ihnen unsere Präzisions-Ausführung S 933. Bei einem Betätigungsdruck von 10 g können Sie damit 50 mA schalten, bei einem Betätigungsdruck von 70 g bis 10 A, bei 220 V ~ induktionsfreier Last. Die Maße des Schalters betragen 36x21x7 mm. Bitte verlangen Sie Spezialprospekte.

Hersteller:
OTTO RAMSTETTER
FABRIK ELEKTROTECHNISCHER APPARATE
MÜNCHEN 50



Generalvertrieb:
MOTOCO GMBH
Abt. Elektrotechnische Bauelemente und Geräte
Stuttgart O Schubartstraße 4



Deutsche Industrie-Messe Hannover 1958



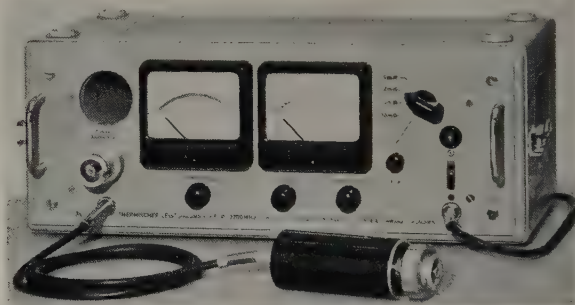
2. BERICHT

Über eine Reihe bemerkenswerter Anlagen und Geräte, Meß-, Steuerungs- und Regelungseinrichtungen sowie über Zählgeräte und technische Röhren brachten wir im Heft 6/1958, S. 211—217, einen ersten Bericht. Der nachstehende zweite Bericht ist insbesondere einigen neuen Meßgeräten, Bauelementen und Baugruppen für die Steuerungstechnik sowie Halbleitern und Röhren gewidmet.

Messen

Thermischer Leistungsmesser „NRD“

Der bisherige thermische Leistungsmesser „NRD“ (BN 2411) von Rohde & Schwarz ist durch eine neue Ausführung (BN 2413) mit erweitertem Frequenzbereich und erhöhter Empfindlichkeit ersetzt worden. Der vierfach unterteilte Meßbereich umfaßt jetzt die Bereiche von 0,1...1...2...5...10 mW bei Frequenzen im Bereich 0...4200 MHz; Eingangswellenwiderstand wahlweise 50 oder 60 Ω. Die Direktanzeige des Meßresultates (Fehlergrenze $< \pm 3\%$ vom Endwert) erfolgt mit etwa 30 s Einstellzeit für 95% des Endausschlages. Zum Nacheichen ist ein gesondertes Anzeigeinstrument vorhanden, dessen Temperaturkoeffizient, bezogen auf 20°C, zur Leistungsangabe bei $-0,1\%/^{\circ}\text{C}$ liegt. Dieses Gerät mißt die elektrische Leistung direkt durch die in seinem reellen Eingangswiderstand erzeugte Erwärmung, der unmittelbar als Abschluß der Meßstelle wirkt. Die Anzeige der gemessenen Leistung ist bis 4200 MHz frequenzunabhängig, solange der Eingangswiderstand reell ist. Die im Eingangswiderstand auftretende Erwärmung überträgt sich auf einen



temperaturabhängigen Brückenwiderstand. Nach Erreichen des Gleichgewichtszustandes ist die Übertemperatur und damit auch die Verstimmung der Brücke proportional der verbrauchten Leistung. Die in der Meßdiagonalen auftretende Gleichspannung wird in einem im Thermostaten untergebrachten und mit Transistoren bestückten Gleichstromverstärker verstärkt und unmittelbar von dem in Milliwatt geeichten Drehspulinstrument angezeigt. Da das Gerät frequenzunabhängig ist, kann die Eichung mit Gleichstrom erfolgen. Die hierfür erforderliche Gleichspannungsquelle und das Anzeigeinstrument sind im Gerät eingebaut.

ELRU-Information 272

Elektronisches Vielfach-Volt-Ohm-Meter „Multitron“

Für Messungen an elektronischen Geräten und Schaltungen benötigt man vor allem im Service und für Prüffeldmessungen Spannungsmesser mit sehr geringem Eigenverbrauch. Beim „Multitron“ der Siemens & Halske AG wird die zu messende Spannung an das eine Gitter einer ECC 82 geführt und damit je nach Höhe dieser Spannung das Potential der entsprechenden Anode gegenüber der Anode des zweiten Triodenteils, deren Gitterpotential konstant ist, geändert. Der Spannungsunterschied zwischen den beiden Anoden ist der zu messenden Spannung proportional und wird von dem eingebauten Drehspulinstrument angezeigt. Eine starke Gegenkopplung macht die Anzeige von den Röhrenkennwerten weitgehend unabhängig. Der kleinste Meßbereich ist 1,5 V und läßt sich mit Hilfe eines siebenstelligen ohmschen Eingangsteilers in sechs weiteren Meßbereichen auf max. 1500 V erweitern. Ein zweiter, ebenfalls siebenstufiger ohmscher Spannungsteiler dient zur Widerstandsmessung in sieben Bereichen (Meßbereiche bezogen auf Skalenmitte 10...10⁷ Ω). Der jeweils eingeschaltete Vergleichswiderstand dieses Teilers ist mit dem zu messenden Widerstand in Reihe geschaltet und wird an eine eingebaute, stabilisierte 1,5-V-Spannungsquelle gelegt. Der Spannungsabfall am Prüfling ist dessen Widerstandswert proportional. Für Wechselspannungsmessung (7 Meßbereiche von 1,5...1500 Veff) wird die zu messende Wechselspannung mit der Duodiode EAA 91 gleichgerichtet, so daß am Lade-

kondensator eine Gleichspannung entsteht, die gleich der Summe aus positiver und negativer Halbwelle ist. Dabei sind erhebliche Abweichungen von der Sinusform zulässig. Bei rein sinusförmiger Spannung ist die Ladespannung gleich dem $2 \cdot \sqrt{2}$ -fachen Effektivwert. Die Skala ist deshalb doppelt geteilt, nämlich in Effektiv- und Spitze-Spitze-Werte. Die Spannung am Ladekondensator wird dem auch für die Gleichspannungsmessung benutzten Spannungsteiler und damit dem einen Gitter der Doppeltriode zugeführt. Eine zusätzliche Spannungsteilung reduziert die Ladespannung auf ihren $\frac{1}{2} \cdot \sqrt{2}$ -fachen Wert, so daß derselbe Spannungsteiler wie bei der Gleichspannungsmessung für die verschiedenen Bereiche benutzt werden kann. In den unteren Bereichen wird die Anlaufspannung der Duodiode kompensiert. Ein Betriebsartenwahlschalter mit fünf Stellungen gestattet die Umschaltung auf Messung von negativer oder positiver Gleichspannung oder Wechselspannung gegen Erdpotential oder Widerstandsmessung. Für jede dieser Meßarten lassen sich sieben verschiedene Meßbereiche wählen. Das robuste Drehspulmeßwerk mit kurzer Spannbandlagerung ist gegen alle betriebsmäßig vorkommenden mechanischen Beanspruchungen unempfindlich. Die Einstellzeit ist < 1 s bei höchstens ein bis zwei Ueberschwingungen. Der 91 mm lange Zeiger und der Ausschlagwinkel von 100° ergeben als größte Skalenlänge 160 mm. Bei Gleichspannungsmessungen ist der Eingangswiderstand in allen Bereichen 21 M Ω , bei Wechselspannungsmessungen (Richtwert) 1 M Ω . Mit Hilfe eines Hochspannungstasters lassen sich bei 2000 M Ω Eingangswiderstand Meßbereiche bis 30 kV erreichen.



ELRU-Information 273

Präzisions-Magnetfeldmesser „1. 100“

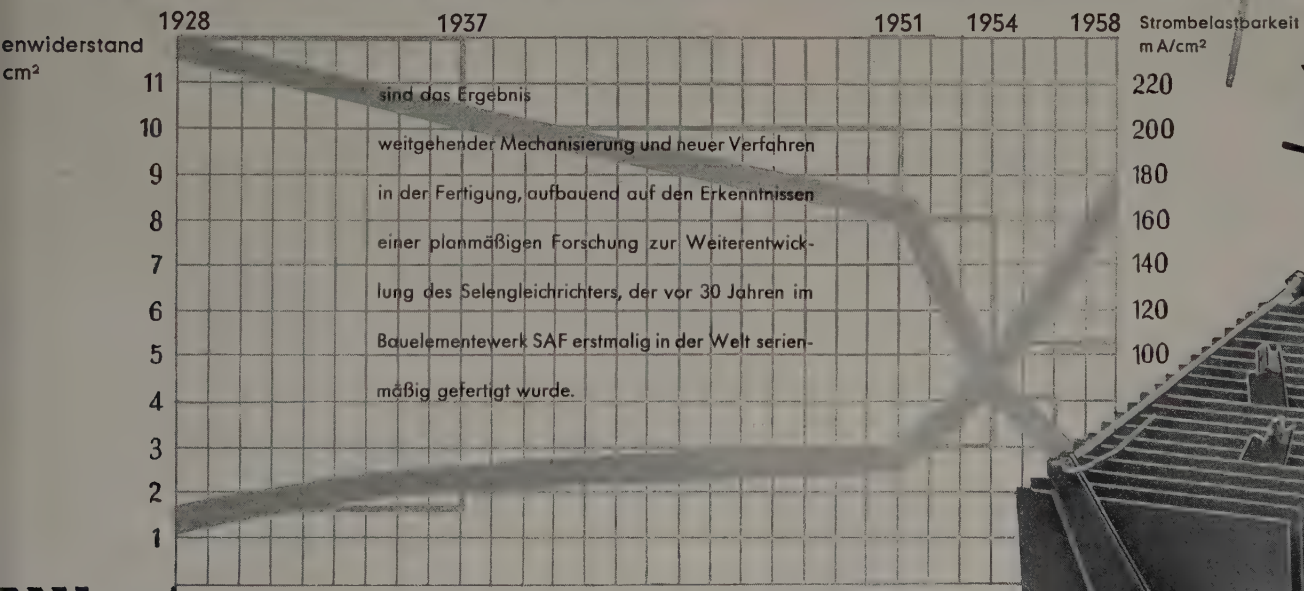
Zum Ausmessen magnetischer Felder bedient man sich in der Industrie und in Forschungsinstituten bereits seit vielen Jahren des unter der Bezeichnung „Förstersonde“ bekannten Meßelements. Diese Anordnung besteht aus zwei Spulen, bei denen ein hochpermeabler Kern mit Hilfe einer Wechselspannung weit in das Gebiet der magnetischen Sättigung angesteuert wird. Die bei Vorhandensein eines magnetischen Gleichfeldes auftretende erste geradzahlige Oberwelle der Sekundärspannung wird hierbei gemessen und angezeigt. Größe und Form der Meßsonden lassen sich ohne Verlust an Empfindlichkeit und Genauigkeit sehr vielen Spezialzwecken anpassen. Der Präzisions-Magnetfeldmesser „1.100“ (Institut Dr. Förster) umfaßt in zehn Einzelbereichen den Gesamt-Meßbereich 1 mOe ... 1 Oe/100 Skt., so daß im empfindlichsten Meßbereich noch ein Wert von 10^{-5} Oe ablesbar ist. Die Meßgenauigkeit ist bei hoher zeitlicher Konstanz, die auch innerhalb von 24 Stunden nur etwa um $\pm 1\%$ schwankt, $\pm 1\%$ vom Skalenendwert.

ELRU-Information 274

Strahlungsmeßgerät „PW 4014“

Das volltransistorisierte Philips-Strahlungsmeßgerät „PW 4014“ in gedruckter Schaltungstechnik ist in ein stabiles wasserdichtes und tropensicheres Gehäuse eingebaut. Wegen seines handlichen Formates (18 x 10 x 4,7 cm) und seines niedrigen Gewichts (600 g einschließlich Batterie) kann es bequem in der Tasche getragen werden. Ein GM-Zählrohr ist im Gehäuse eingebaut, so daß zum Messen von Gammastrahlen keine besondere Meßsonde nötig ist. Zum Messen von Betastrahlung, oder wenn das Gerät nicht nahe genug an die Strahlungsquelle herangebracht werden kann, läßt sich eine Sonde mit Endfenster aus Glimmer (2...3 mg/cm²), das durch ein kleines Nylongitter geschützt ist, anschließen. Das Gerät hat zwei Meßbereiche (0...3 mr/h und 0...30 mr/h); es eignet sich daher sowohl für Kontrollmessungen in radiochemischen Labors als auch für geologische Untersuchungen und Messungen im Freien. Das in mr/h (bezogen auf Radium-Gammastrahlung) geeichte Meßinstrument zeigt die Strahlungsintensität direkt an, während für den Nachweis sehr schwacher Intensitäten zusätzlich der Anschluß eines Kopfhörers möglich ist. Die Hoch-

SELENGLEICHRICHTERSÄTZE MIT HOHER STROMBELASTBARKEIT

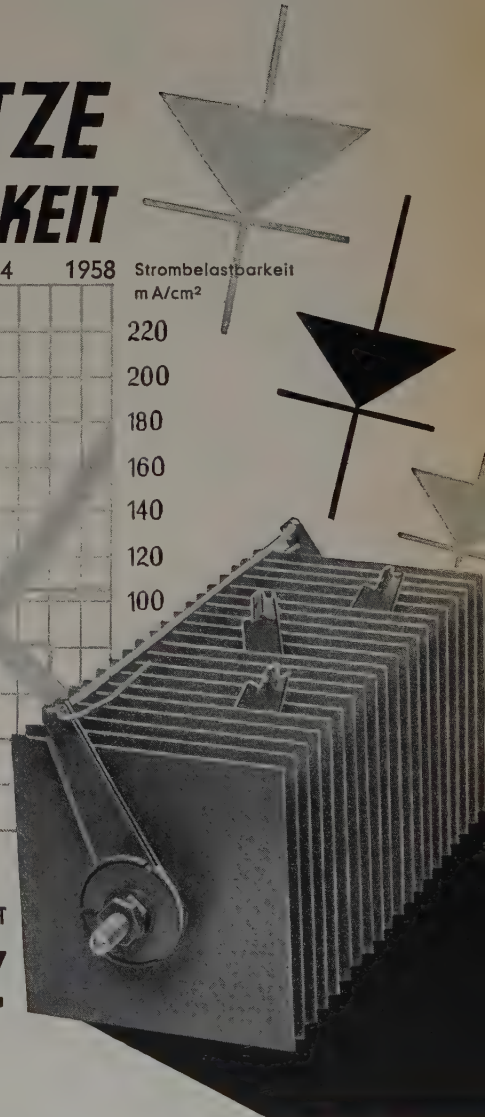


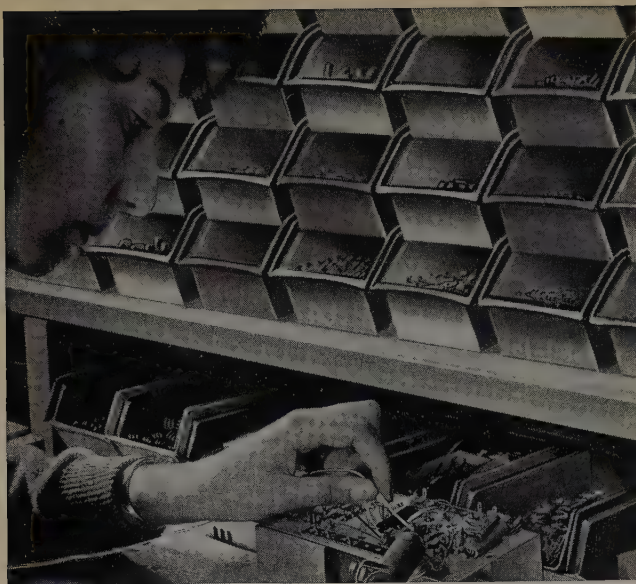
SELENGLEICHRICHTER MIT MEHREREN MILLIONEN KW LEISTUNG SEIT 1945 GELIEFERT

STANDARD ELEKTRIK LORENZ

AKTIENGESELLSCHAFT

BAUELEMENTEWERK SAF NÜRNBERG





Alles sichtbar - alles greifbar

LAGER-FIX AUS KUNSTSTOFF • LAGER-FIX AUS KUNSTSTOFF • LAGER-FIX AUS KUNSTSTOFF • LAGER-FIX AUS KUNSTSTOFF

LAGER-FIX - Sichtkästen aus *Kunststoff*

für das Lagern von Kleinmaterial im Hauptlager und am Fertigungsplatz. Besonders geeignet für Teile mit veredelter, verfeinerter Oberfläche oder für sehr empfindliche Präzisionsteile.

LAGER-FIX-Sichtkästen aus Kunststoff sind äußerst stabil und stapelmöglich, formbeständig und korrosionsfrei, sie sind leicht und liegen durch die glatte Oberfläche sympathisch in der Hand.

LAGER-FIX-Sichtkästen aus Kunststoff gibt es in verschiedenen Farbnuancen. Man kann Materialgruppen, Aufträge oder Fertigungsserien signalisieren.

FRITZ SCHÄFER GMBH
NEUNKIRCHEN, KREIS SIEGEN

Postfach 17 • Ruf 555 • FS 087700

LAGER-FIX-Kästen Gr. V und VI
aus Kunststoff für weitere
Aufgabenbereiche



spannung für das Zählrohr liefert ein Oszillatorkreis mit einem Ferroxcube-Kleintransformator und einem Spannungsverdoppler. Die Zählrohr-Impulse werden einem Verstärker und dann über einen Anpassungstransformator dem Mittelwertmeßkreis zugeleitet. Wenn die Empfindlichkeit des Bereiches 0...30 mV/h nicht ausreicht, läßt sich die Empfindlichkeit um den Faktor 10 erhöhen. Die Impulse werden dann, bevor sie dem Mittelwertmeßkreis zugeführt werden, zusätzlich in einer Verstärkerstufe mit Impulsdehner verstärkt. Das Gerät enthält ein selbstlöschendes Nieder-volt-Zählrohr 18503 und ist mit 4 Transistoren OC 76, 3 Dioden OA 85 und 2 Selengleichrichtern bestückt. Zur Stromversorgung genügen eine 3-V-Taschenlampenbatterie oder zwei 1,5-V-Monozellen; Stromverbrauch etwa 12 mA.

ELRU-Information 275



Universal-Röhrenvoltmeter „6062“

Ein besonders hochohmiges Röhrenvoltmeter in Brückenschaltung für Gleich-, Wechselspannungs- und Widerstandsmessungen brachte Grundig heraus. Die 7 Gleichspannungs-Meßbereiche (20 mV...1 kV, Eingangswiderstand 30 MΩ) werden durch die zusätzliche Hochspannungsmeßtaste



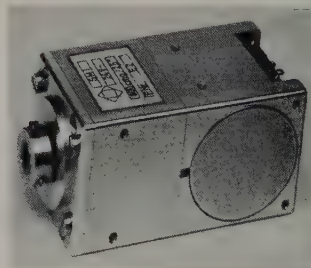
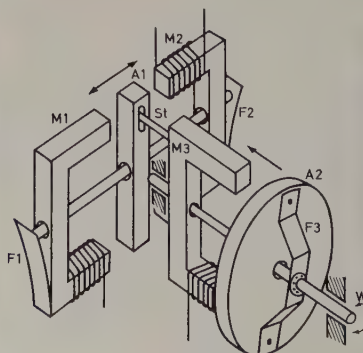
bis 30 kV erweitert (30 kΩ/V). Wechselspannungen (100 mV...30 V, 30 Hz...130 MHz) können in 4 Bereichen gemessen werden. Ein aufschraubbarer Spannungsteiler erweitert den Meßbereich auf 300 V. Die 7 Widerstandsmeßbereiche erfassen den Bereich von 1 Ω...5 MΩ.

ELRU-Information 276

Steuern und Regeln

Schrittmotor „SM I“

Zur Betätigung von Stellgliedern für Regelzwecke hat Telefunken einen Schrittmotor entwickelt, der mit Hilfe von zwei Magnetsystemen kurze Gleichstromstöße in entsprechende Drehschritte seiner Abtriebswelle umwandelt. Da er weder Kollektor noch Getriebe hat und die wenigen mechanisch bewegten Teile praktisch keiner Abnutzung unterliegen, sind Betriebssicherheit und Lebensdauer sehr groß. Das Arbeits-Magnetsystem besteht aus zwei sich gegenüberstehenden Topfmagneten *M 1* und *M 2* und einer dazwischen angeordneten gemeinsamen Ankerscheibe *A 1*, die im Ruhezustand durch die Blättchen *F 1* und *F 2* in der neutralen Mittel-lage gehalten wird. Bei Erregung einer Arbeitswicklung wird die Ankerscheibe angezogen. Das Kupplungs-Magnetsystem besteht aus dem Topfmagneten *M 3* und der Ankerscheibe *A 2*. Eine Membranfeder *F 3* stellt die mechanische Verbindung zwischen Ankerscheibe und Motor-Abtriebswelle *W* her. Im Ruhezustand ist die Ankerscheibe *A 2* vom Topfmagneten *M 3* getrennt, und bei Erregung des Kupplungsmagneten wird der Anker vom Topfmagneten angezogen, so daß Drehbewegungen des Topfmagneten *M 3* über die Ankerscheibe *A 2* und die Membranfeder *F 3* auf

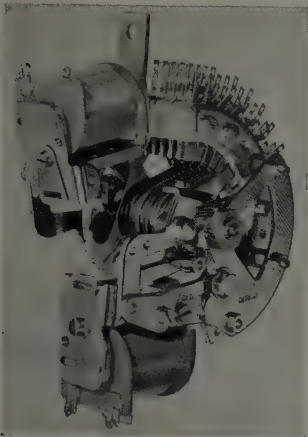


die Abtriebswelle übertragen werden. Die mechanische Kupplung beider Magnetsysteme erfolgt über den Mitnehmerstift *St*, der die Verbindung zwischen dem drehbar gelagerten Topfmagneten *M 3* des Kupplungssystems und der translatorisch beweglichen Ankerscheibe *A 1* des Arbeitssystems herstellt.

Bei Erregung mit einem Gleichstromimpuls (Impulsdauer ≥ 50 ms) werden je nach Steuerrichtung (Rechtslauf oder Linkslauf) die betreffende Magnetwicklung des Arbeitssystems und die Wicklung des Kupplungssystems vom gemeinsamen Erregerstrom durchflossen. Eine Kurzschlußwicklung verzögert den Aufbau des magnetischen Feldes in der Arbeitswicklung um etwa 30 ms, so daß die Kupplungsscheibe immer zuerst angezogen wird, bevor die Bewegung der Ankerscheibe des Arbeitssystems einsetzt. Diese eigentliche Arbeitsbewegung bewirkt über den Mitnehmerstift und die bereits geschlossene Kupplung einen Drehschritt der Abtriebswelle, der zwischen 1° und 3° einstellbar ist. Beim Ausschalten des Erregerstroms wird die Kupplung sofort durch die mechanische Feder gelöst und läßt die Abtriebswelle in der erreichten Stellung stehen. Die Ankerscheibe des Arbeits-Magnetsystems wird entsprechend der Abfallverzögerung von der Rückstellfeder in die Ruhelage zurückgebracht. Der Motor nimmt für ein maximales Drehmoment von 1000 cm g etwa 6 W auf und kann bis zu 10 Steuerschritte je Sekunde verarbeiten.

ELRU-Information 277

Drehwähler mit zwei Drehrichtungen



Bauelemente der Fernsprechtechnik, beispielsweise Drehwähler und Relais, bieten zahlreiche Möglichkeiten für den Aufbau von Steuerungen aller Art, wobei es entweder möglich ist, diese bewährten Bauelemente unverändert zu übernehmen oder sie mit geringfügigen Abänderungen für neue Aufgaben geeignet zu machen. Viele der von *DeTeWe* entwickelten Steuerungsgeräte sind als Bausteine für Aufgaben aus dem Bereich der Automatisierung besonders geeignet. Eine sehr interessante Konstruktion ist der Drehwähler für zwei Drehrichtungen, bei dem die Bauteile des normalen Drehwählers mit geringen Abweichungen übernommen werden konnten. Die Normalausführungen dieses Drehwählers mit 3 oder 6 Bahnen bzw. Bahnpaaren sind für 12, 18 oder 36 Schritte mit 12, 17 oder 35 Ausgängen vorgesehen. Die Schaltwerke für Vor- und Rückwärtslauf

sind völlig gleichartig und bestehen aus Grundplatte und Magnetsystem. Als übliche Widerstandswerte der Wählerspulen sind für 24 V Betriebsspannung 15, 24 oder 40 Ω und für 60 V Betriebsspannung 60, 90, 120 oder 300 Ω lieferbar. Schrittgeschwindigkeit und Stromstoßverhältnis sind abhängig von der verwendeten Magnetspule und der Anzahl der Schaltarme. Bei Steuerung der Drehwähler durch einen Stromstoßgeber, z. B. Relaisunterbrecher, ist die maximal erreichbare Schrittgeschwindigkeit bei 24 V etwa 30 Schritte/s oder bei 60 V etwa 40 Schritte/s. Dabei dürfen gewisse Schaltzeiten, die von der Betriebsspannung und dem Spulenwiderstand abhängen, nicht unterschritten werden. Bei Selbstunterbrecherantrieb (SU-Kontaktfedersatz), mit dem jeder Wählertyp ausgerüstet werden kann, lassen sich bei 24 und bei 60 V etwa 75 Schritte/s erreichen. Diese Schrittgeschwindigkeit wird bei fremdgesteuerten Drehwählern — außer mit einem Motorunterbrecher — mit keinem anderen Stromstoßgeber erreicht. Wähler mit SU-Kontaktfedersatz werden deshalb mit Vorteil eingesetzt, wenn eine verhältnismäßig hohe Schrittgeschwindigkeit auch bei hochohmigen Spulen mit ihrem niedrigeren Stromverbrauch erreicht werden soll und wenn der Rücklauf des Wählers in seine Nullstellung oder die freie Wahl ohne zusätzlichen Stromstoßgeber erfolgen soll.

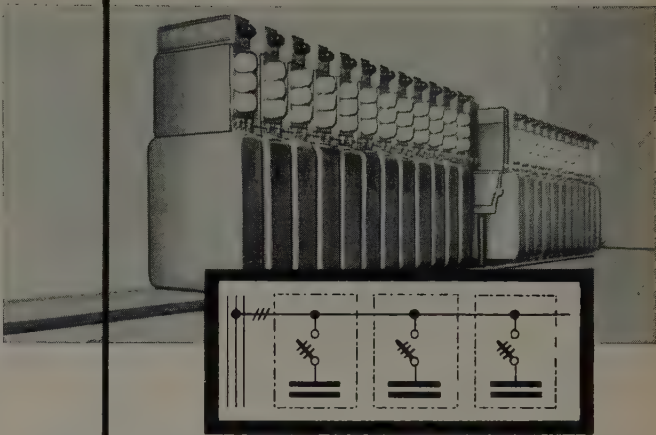
Der Schaltarmsatz entspricht im Aufbau sinngemäß dem normalen Kontaktsatz. Die Schaltarme sind mit Edelmetall-Rundkopfkontakten ausgestattet, um gleichmäßigen Vor- und Rücklauf auf den Kontaktlamellen des Kontaktsatzes zu ermöglichen. Zu beachten ist, daß beim Überlauf des Schaltarmes zur nächsten Lamelle der Schaltarmkontakt über Lamellen kurzzeitig überbrückt. Bei lastfreier Weiterschaltung ist der Schleifarmkontakt des Wählers mit max. 4 A belastbar. Bei Weiterschaltung unter Last ergeben sich je nach Schaltungsaufbau und Belastungsart geringere Stromstärken. Zur lastfreien Weiterschaltung des Wählers kann beispielsweise das Impulsrelais herangezogen werden. Durch Zusatzkontakte sind während der Weiterschaltung die Verbindungen zu den Stromzuführungsfedern zu unterbrechen. Für Kontaktsätze, Schaltarmsatz und Kontaktsatz sind max. 100 V Betriebsspannung zulässig. Für diese interessante Konstruktion ergibt sich wegen der Vielzahl gleichzeitig zu schaltender Kontakte manches interessante Anwendungsgebiet im Rahmen der modernen Steuerungstechnik und Automatisierung.

ELRU-Information 278

Quarzthermostat „QT 4“

Um bei Schwingquarzen auch innerhalb eines weiten Temperaturbereiches hohe Konstanz zu erreichen, hat *Dr. Steeg & Reuter* einen Quarzthermostaten entwickelt, der mit einem oder mit zwei Quarzen bestückt werden kann. Er ist auf Temperaturen von $+65$, $+75$ oder $+85^\circ\text{C}$ mit einer Temperaturkonstanz von $\pm 5^\circ\text{C}$ einstellbar. Für diese drei Ausführungen sind Grenzwerte der Außentemperatur zwischen -55

BOSCH MP-Schaltkondensatoren



einfach zu montieren, raumsparender Aufbau.

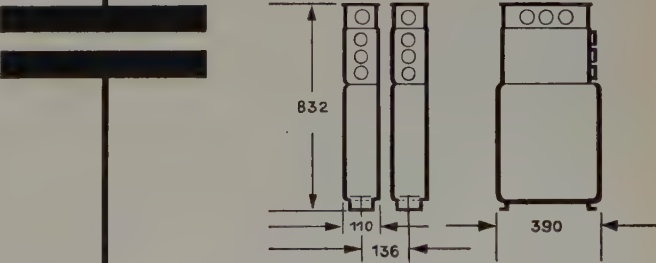
Das bewährte Bausteinsystem der BOSCH MP-Phasenschieber wurde jetzt auch auf die dazu passenden Schaltgeräte ausgedehnt. Jeder BOSCH MP-Baustein-Phasenschieber erhält dabei einen Schaltbaustein aufgesetzt, der das Schütz, Sicherungen und eine Meldeleuchte enthält. Durch das Oberteil der so zusammengesetzten Schaltkondensatoren verlaufen die Kondensator-Sammelschienen sowie die Steuerleitungen vom Regler.

Nach diesem überaus einfachen System ist es möglich geworden, aus vorgefertigten Teilen schnell und raumsparend Kondensatoren-Regel-Batterien beliebiger Leistung aufzubauen.

BOSCH MP-Schaltkondensatoren sind lieferbar in folgenden Leistungsgrößen:

Nennspannung	Stromart	Blindleistung kVar	
220	Drehstrom	10	12,5
380	50 Hz	10	12,5 16,7
500		10	12,5

BOSCH MP-Phasenschieber heilen bei Durchschlägen selbst und besitzen den Wärmeschutz WS gegen die Folgeerscheinungen unzulässiger elektrischer und thermischer Überlastung.



ROBERT BOSCH GMBH STUTTGART
Postfach 50

und +70°C bzw. +80°C bzw. +90°C zugelassen. Die Anheizzeit (Stromversorgung 6,3 V, 7,5 VA) ist etwa 15 Minuten. In den Quarzthermostaten lassen sich Schwingquarze mit Frequenzen zwischen 16 kHz und 100 MHz einbauen. Sie sind nach Abnehmen der Haube jederzeit leicht auszuwechseln.

ELRU-Information 279

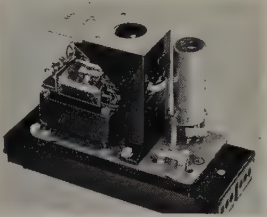
Anschnittsteuergerät zur Helligkeitssteuerung

Das neue elektronische Anschnittsteuergerät „AStG 4“ der AEG vereinigt Motorpotentiometer und Anschnittsteuergerät in einem Gehäuse. Bei gleichzeitiger Steuerung bis zu 10 Geräten braucht nur ein Gerät mit Motorpotentiometer ausgerüstet zu werden. Darüber hinaus ist aber auch Betrieb mit Handpotentiometer allein oder zusätzlich zum Motorpotentiometer möglich. Außer den Anschlüssen für die Steuerungsdruckknöpfe „Dunkel“, „Hell“ und „Halt“ ist noch der Anschluß eines Druckknopfes „Zwischenhelligkeit“ vorgesehen. Der Wert der Zwischenhelligkeit ist einstellbar. Ebenso läßt sich an das Gerät ein Zweipunkt-Regler anschließen, wobei das Motorpotentiometer dann als Stellglied arbeitet. Ein neues Phasenstellglied mit Flächenimpuls schließt selbst bei rein induktiver Last eine Übersteuerung der Röhren mit Sicherheit aus. An Steuerleistung wird bei Vollaussteuerung für ein Gerät etwa 0,25 W bei 24 V Wechselspannung benötigt; der maximale Ausgangsstrom ist je nach Typ 14 oder 27 A. In Verbindung mit einem zusätzlichen Transformator mit Mittelanzapfung erhält man eine Anschnittsteuerung mit Gleichstromausgang.

ELRU-Information 280

Elektronischer Spannungsüberwacher

Zum Steuern und Überwachen von Fertigungsvorgängen bedient man sich in steigendem Maße elektronischer Hilfsmittel. Der elektronische Spannungsüberwacher der AEG wird in der Antriebstechnik, vor allem in der Werkzeugmaschinenindustrie, eingesetzt und hat die Aufgabe, bei Überlastung die Hauptantriebswelle oder den für die Überlastung verantwortlichen Teil stillzusetzen oder optische und akustische Signale auszulösen. Mit der Hauptwelle ist ein Tachogenerator verbunden, dessen gleichgerichtete Wechselspannung dem Spannungsüberwacher zugeführt und mit einer Gegenspannung im Gerät verglichen wird. Haben beide



Spannungen den gleichen Wert, dann liegt am Gitter des eingebauten Thyratrons das Potential Null, und die Röhre zündet. Ein Relais im Anodenkreis zieht dann an, während es bei Sinken der Meßspannung abfällt. Über die Schaltkontakte dieses Relais lassen sich dann die erforderlichen Sicherheitsmaßnahmen auslösen. Statt des Tachogenerators läßt sich auch jeder andere Meßwertumformer verwenden, so daß das Gerät auch zur Überwachung aller physikalischen und chemischen Größen geeignet ist, sofern diese durch eine Spannung darstellbar sind.

ELRU-Information 281

Elektronisch stabilisierte Netzgeräte

In sechs verschiedenen Ausführungen stellt die Firma P. Herrmann elektronisch stabilisierte Netzgeräte her. Die elektronisch stabilisierten Netzgeräte der Baureihen „UN“ und „IN“ sind spannungs- beziehungsweise stromstabilisiert und von 10 V beziehungsweise 10 mA aufwärts bis zum Endwert stetig einstellbar. Die Brummspannungen sind mit $\leq 0,005\%$ der Ausgangsspannung verschwindend gering. Die Geräte der Normalreihe regeln Netzschwankungen von $-10\ldots+5\%$ auf $\leq 0,8\%$ Abweichung vom Endwert aus. Bei den Geräten der Reihe „S“ ist die Heizung aller Röhren und Gleichrichterröhren zusätzlich magnetisch stabilisiert, so daß bei Netzschwankungen von $-20\ldots+10\%$ nur eine Abweichung von max. $\pm 0,4\%$ auftritt. Die magnetisch und elektronisch stabilisierten Geräte der Reihe „DS“ haben gegenüber den Normalgeräten eine etwa um den Faktor 4 verbesserte Konstanz, und die Geräte der Reihe „SR“ erreichen die höchste zur Zeit mögliche Konstanz, so daß sie den Bedingungen der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt entsprechen. Sie haben eine Rückwärtsregelung, die über einen meistens zweistufigen Verstärker die Laströhren steuert.

ELRU-Information 282

Zählen

Zählbetrags-Druckwerk „D 1“

Dieses Druckwerk (Kienzle Apparate GmbH) ermöglicht das Ausdrucken der Werte aus elektronischen dekadischen Zählgeräten auf Papierstreifen und ist geeignet zur Verwendung im Anschluß an digitale elektronische Geräte aller Art, z. B. Dezimalzählröhren, Kaltkathoden-Zählringe, Elektronenröhren oder Transistoren, magnetische Zählstufen usw. Durch zusätzliche, elektronisch betätigte Steuerorgane werden die Zahlenwerte aus solchen Zählgeräten übernommen, ohne daß eine Löschung der vom Zählgerät gezählten oder gespeicherten Werte auftritt. Während eines Arbeitszuges des Druckwerkes (11 Dezimalstellen) wird der Inhalt jeder

CERBERUS KALTKATHODENRÖHREN

für zuverlässige elektronische Geräte

Präzisionsstabilisatoren SR 2 – SR 4

Ausgezeichnete zeitliche Konstanz, grosser Stabilisierungsbereich, hoher Spitzenstrom, kleine Fabrikationsstreuungen und kleiner Innenwiderstand sind die hervorstechendsten Merkmale der Cerberus Präzisionsstabilisierungsröhren.

Ein eingebauter Vorionisator gewährleistet einwandfreie Zündung auch in völliger Dunkelheit.

Die zweite Anode der Röhren SR 2 und SR 3 gestattet die Vermeidung von Zündüberspannungen.

Technische Daten	SR 2	SR 3	SR 4
Zündspannung V_Z	max V 135	155	115
Stabilisierte Spannung V_B	V 88 ± 2	107 ± 3	86 ± 1
gemessen bei	mA 30	30	1,5
Stabilisierungsbereich	mA 2–80	2–80	0,5–5
Regulierung	max V 2	4	1,5
gemessen im Bereich	mA 20–40	20–40	0,5–3
Änderung der Brenns- spannung in 20 000 h	max \pm V 1	1	1
Sockel	Noval	Noval	Draht- enden


Unsere Kaltkathoden-Relaisröhren:

GR 15, GR 16, GR 17, GR 18, GR 19, GR 20, GR 21

Gerne stellen wir Ihnen ausführliche Unterlagen über Stabilisierungsröhren, Relaisröhren und Signalglimmlampen mit langer Lebensdauer zu.

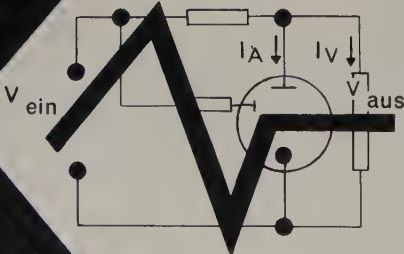
Cerberus-Alleinvertretung für Westdeutschland:

Alfr. Neye, Enatechnik, Zimmerweg 10, Frankfurt a. M. Tel. 72 29 15



CERBERUS

SR 2
SR 3



SR 4

CERBERUS
ELEKTRONENRÖHREN

Wertstelle des Zählgerätes durch Einspeisung einer Serie von 10 Impulsen in jeder Zählstufe abgefragt. Das jeweilige Nulldurchgangs-Signal der betreffenden Stelle bewirkt im Druckwerk die Einstellung der entsprechenden Typenrolle auf den richtigen Ziffernwert. Während der Abfragezeit von etwa 80 ms werden die Ueberträge der Zählstufen des angeschlossenen Zählgerätes gesperrt, so daß nach Ablauf des Abfragevorganges der ursprünglich im Zählgerät gespeicherte Zahlenwert wieder zur Verfügung steht. Bei dieser neuartigen Konstruktion ist es nicht notwendig, in den Dekaden des Zählgerätes dem Zahlenwert entsprechende Dauerspannungen bereit zu halten, so daß auch aus magnetischen Zählketten ausgedruckt werden kann. Druckgeschwindigkeit: max. 2 Zeilen/s.

ELRU-Information 283

Elektrischer Impulszähler

Ein neuer Impulszähler der *J. Hengstler KG* hat bemerkenswerte Eigenschaften und trägt damit der fortschreitenden Entwicklung und den wachsenden Anforderungen Rechnung. Die 6stellige Grundausführung mit 4 mm hohen Zahlen benötigt bei einer Schalzhäufigkeit von 25 oder 40 Imp/s weniger als 3 beziehungsweise 4 W Leistung. Diese hohen Zählgeschwindigkeiten werden bei nahezu rechteckigen Impulsen und einem Tastverhältnis von 1:1 erreicht. Erste Dauerversuche bei Betrieb mit 100 Imp/s haben eine Lebensdauer von mehr als 400 Millionen Schaltungen ergeben. Besonders angenehm ist dabei das auch bei sehr hohen Geschwindigkeiten nicht störende Laufgeräusch. Die Nullstellung erfolgt mechanisch mittels Drucktaste, jedoch läßt sich durch Aufschrauben eines besonderen Nullstellmagneten hinten am Zähler die Rückstellung auch elektrisch vornehmen.

ELRU-Information 284

Halbleiter

Silizium-Flächendioden OA 210 und OA 214

Diese Silizium-Flächendioden der *Valvo GmbH* eignen sich wegen ihrer hohen Sperrspannung besonders für Netzgleichrichter industrieller Art sowie für den Netzteil von Fernsehgeräten. Beide Dioden sind für 0,5 A Ausgangsleichstrom ausgelegt. Bei der OA 210 ist die zulässige periodische Spitzensperrspannung 400 V, bei der OA 214 700 V. Bei maximaler Spitzensperrspannung sind beide Dioden mit einem periodischen Spitzenstrom von 5 A belastbar. Die für 700 V Spitzensperrspannung ausgelegte OA 214 ist besonders für 220-V-Netzgleichrichter von Fernsehempfängern geeignet (Einweggleichrichtung mit Kondensatoreingang).

ELRU-Information 285

Silizium-Zenerdioden

Die Gruppe der Silizium-Zenerdioden hat *Siemens & Halske* bei kleinen Zenerspannungen so unterteilt, daß die Werte der Zenerspannungen nur 1 V auseinanderliegen. Bei Zenerspannungen im Bereich 15...100 V ist der jeweilige Abstand 5 V. Damit gelingt es, ein relativ großes Anwendungsbereich zu erfassen. Bei 25° C Umgebungstemperatur sind 150 mW Verlustleistung, bei 100° C 50 mW zulässig.

ELRU-Information 286

Silizium-Halbleiter

Das Fertigungsprogramm an elektronischen Bauelementen für die Steuerungs- und Regelungstechnik hat *Eberle & Co.* jetzt durch Aufnahme der Fertigung von Halbleiter-Bauelementen, speziell von Silizium-Halbleitern, erweitert. Die Silizium-Dioden der Typen 0100 bis 0102 haben bei < 0,1 µA Sperrstrom und 125 mW Verlustleistung Spitzensperrspannungen von 50, 100 oder 200 V und die Silizium-Leistungsgleichrichter der Typen 0200 bis 0207 (5 W Verlustleistung) max. 2 A Richtstrom und < 10 µA Sperrstrom bei Spitzen-Sperrspannungen zwischen 50 und 700 V. Klein-Zenerdioden mit 125 mW Verlustleistung (Typen 1106 bis 1127) sind mit Zenerspannungen zwischen 6,8 und 27 V lieferbar; die Leistungs-Zenerdioden des Typs 1206 bis 1227 haben bei 5 W Verlustleistung die gleichen Zenerspannungen.

ELRU-Information 287

Silizium-Flächendioden OA 200 und OA 202

Diese *Valvo*-Siliziumdioden für Umgebungstemperaturen von 100° C und mehr zeichnen sich durch ein sehr günstiges Verhältnis von Sperr- zu Durchlaßwiderstand aus (10³:1). Sie sind deshalb in Schaltungen mit logischen Grundfunktionen vorteilhaft zu verwenden, weil sich drei und mehr Dioden parallelschalten lassen, ohne daß ein unzulässig hoher Rückstrom zu befürchten ist. Die Silizium-Flächendiode OA 200 hat neben der



**Für Umgebungstemperaturen
bis zu
+150° C
sind**

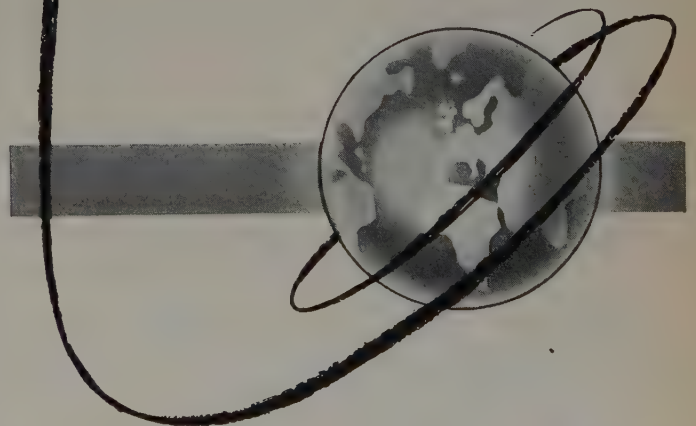
**Silizium-Halbleiterbauelemente
verwendbar.**

Wir fertigen in unserem
Düsseldorfer Werk:

**Silizium Transistoren
Silizium Dioden
Silizium Gleichrichter
Silizium Zener-Dioden**

Ferner:

**Germanium Transistoren
Germanium Flächendioden**

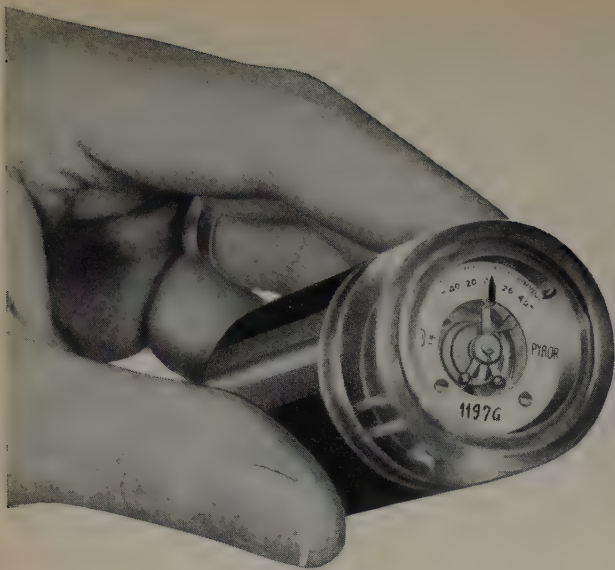


INTERMETALL

Gesellschaft für Metallurgie und Elektronik m. b. H. • Halbleiterwerk

Verwaltung: (22a) Düsseldorf, Königsallee 14-16

Vertrieb: (22a) Düsseldorf, Flingerstraße 3



PYROR-APPARATE FÜR ELEKTRONISCHE STEUERUNG, REGELUNG UND AUTOMATION

Drehspulrelais für höchste Ansprüche, mit verstellbaren Kontakten hoher Schaltleistung, Nullpunkt am Skalenanfang oder in Skalenmitte, Drehspule auf Wunsch mit zwei getrennten Wicklungen; klein, leicht, stoßsicher und anti-magnetisch.

Wendelpotentiometer hoher Linearität, 10 Umdrehungen, Widerstandsbereich $1000 \div 50'000$ Ohm Linearität $\pm 0,5\%$, Temperaturkoeffizient 0,00013.



ABTEILUNG PRÄZISIONSAPPARATE
PYROR A.G.
 2, RUE DU BELVÉDÈRE
 TÉLÉPHON 32.15.65
 GENÈVE, SCHWEIZ

hohen Temperaturgrenze noch kleinste Sperrströme und geringes Volumen. Bei max. 50 V Sperrspannung und max. 150 mA Spitzenstrom kann sie dauernd mit 50 mA belastet werden.

Bei der Diode OA 202 kommen die charakteristischen Eigenschaften des Siliziums besonders zur Geltung. Der statische Sperrwiderstand bei max. 150 V Sperrspannung und 100°C Umgebungstemperatur ist 30 MΩ. Als Spitzenstrom in Durchlaßrichtung sind 100 mA zulässig, als Dauerwert 30 mA. Mit diesen ausgezeichneten elektrischen Eigenschaften dürfte die in der stabilen, raumsparenden Miniatur-Allglastechnik ausgeführte Silizium-Diode OA 202 besonders viele Anwendungsmöglichkeiten finden.

ELRU-Information 288

Silizium-Photoelement TP 60

Das von Siemens & Halske neuentwickelte Silizium-Photoelement TP 60 hat bei der Umwandlung von Sonnenlicht in elektrische Energie den sehr hohen Wirkungsgrad von etwa 10%. Schon bei etwa 1000 Lux ist nahezu der optimale Wirkungsgrad erreicht. Da die Ansprechträgheit sehr gering ist und keinerlei Ermüdungserscheinungen auftreten, lassen sich damit vielseitige Registrier-, Schalt- und Meßanordnungen aufbauen. Außerdem ist das Photoelement zur Energieversorgung elektrischer Geräte mit geringem Energieverbrauch geeignet. Die lichtempfindliche Fläche von $1,5 \text{ cm}^2 \pm 0,1 \text{ cm}^2$ gibt bei 10000 (500) Lux Beleuchtungsstärke eine Photo-EMK von 0,5 (0,3) V, einen Kurzschlußstrom von 10 (0,5) mA und bei optimaler Anpassung eine maximale Leistung von 4 (0,15) mW ab. (Die Beleuchtungsstärken beziehen sich auf einen Strahler von 2400° K.) Das Maximum der Spektralempfindlichkeit liegt bei $0,85 \mu$, die infrarote Empfindlichkeitsgrenze bei $1,10 \mu$.

ELRU-Information 289

Germanium-Photodiode TP 50

In lichtelektrischen Steuerungs- und Regelgeräten läßt sich die Germanium-Photodiode TP 50 (Siemens & Halske) auch in Verbindung mit Transistoren vorteilhaft verwenden. Für 20°C Umgebungstemperatur hat sie für eine Lichtquelle von 2400° K etwa 30 mA/lm Empfindlichkeit bei etwa 1 mm^2 empfindlicher Fläche. Das Maximum der Spektralempfindlichkeit liegt bei $1,5 \mu$, die infrarote Empfindlichkeitsgrenze bei $1,9 \mu$; der Dunkelstrom ist $\leq 3,5 \mu\text{A}$. Die TP 50 ist für Lichtwechselsfrequenzen bis 100 kHz frequenzunabhängig.

ELRU-Information 290

Golddrahtdioden OA 7 und OA 9

Die Germanium-Golddrahtdioden OA 7 und OA 9 (Valvo) sind besonders für Anwendungen in der digitalen Steuerungs- und Regelungstechnik, in Rechenanlagen sowie allgemein für Schalteranwendungen bestimmt. Die OA 7 ist mit max. 50 mA Spitzenstrom belastbar, die OA 9 mit max. 500 mA. Die zulässige Spitzenspannung beider Dioden ist 25 V. Beide Dioden zeichnen sich durch sehr günstiges Trägheitsverhalten aus. Beim Umschalten von $I_D = 5 \text{ mA}$ auf $-U_D = 5 \text{ V}$ ist der Reststrom nach $0,5 \mu\text{s}$ bei der OA 7 max. $250 \mu\text{A}$, bei der OA 9 max. $240 \mu\text{A}$. Nach $3,5 \mu\text{s}$ ist dieser Reststrom bei der OA 7 auf max. $25 \mu\text{A}$, bei der OA 9 auf max. $2 \mu\text{A}$ abgeklungen.

ELRU-Information 391

Leistungs transistor OC 16

Dieser Valvo-Typ liegt nunmehr in seiner endgültigen Ausführung vor. Er ist besonders für die Bestückung von Leistungs-Endstufen in NF-Verstärkern bis etwa 18 W sowie von Gleichspannungswandlern für etwa 25 W Ausgangsleistung bestimmt. Bei max. 1,5 A Dauerstrom und 32 V zulässiger Gleichspannung lassen sich elektronische Schalter mit 48 W Schaltleistung aufbauen. Bei Sinusbetrieb sind Stromspitzen von 3 A zugelassen. Das Hauptkennzeichen dieses Transistors ist sein niedriger Wärmewiderstand, der zur Folge hat, daß je Watt Verlustleistung nicht mehr als 1,8°C Temperaturdifferenz auftritt. Das bedeutet, daß die Wärmebelastung des OC 16 im wesentlichen von der Montage oder von der maximal auftretenden Chassistemperatur abhängt. So ist zum Beispiel bei isolierter Montage auf einem Chassis, das im Höchstfalle 45°C annehmen kann, eine Verlustleistung von etwa 12 W zugelassen, wenn durch schaltungstechnische Maßnahmen thermische Stabilität gewährleistet ist. Wegen seines stabilen Aufbaus ist der OC 16 auch für alle Anwendungen besonders geeignet, bei denen es auf hohe mechanische Unempfindlichkeit ankommt (Auto-Empfänger, mobile Funkgeräte, industrielle Anwendungen).

Für Gegentaktbetrieb sind unter der Typenbezeichnung 2-OC 16 Transistor-Paare für Gegentaktbetrieb mit statisch und dynamisch gleichen Eigenschaften zusammengestellt.

ELRU-Information 392

OC 75 — ein NF-Transistor hoher Stromverstärkung

Die elektrischen Daten des Transistors OC 75 entsprechen im wesentlichen denen des bewährten Allglas-Transistors OC 71, jedoch hat Valvo diesem Typ etwa die doppelte Stromverstärkung gegenüber dem OC 71 gegeben. Die technologische Ausführung beider Typen ist vollkommen gleich.

ELRU-Information 293

Subminiatur-Transistoren OC 57, OC 58, OC 59

Diese drei Typen mit nur 3 mm Durchmesser und 4 mm Länge von Valvo sind vornehmlich für Hörgeräte und Hörbrillen bestimmt. Sie zeichnen sich durch geringes Rauschen und sehr niedrigen Reststrom I_{CE0} aus und sind — der Anwendung Rechnung tragend — nach Stromverstärkungs-

(α -)Werten unterteilt. Die niedrige Rauschzahl von $F \leq 10$ gegenüber üblichen Werten von $F \leq 15$ kommt der Verwendung immer kleinerer Mikrofone entgegen, die einen schlechten Wirkungsgrad haben und deshalb hohe Gesamtverstärkung erfordern, bei der dann starkes Rauschen störend hervortreten würde. Die Verbesserung des Reststromes in Kollektorschaltung ($I_{CE0} \leq 100 \mu A$) bedeutet eine erhebliche Einsparung an Temperatur-Stabilisierungsmitteln, was vor allem für Kleinstgeräte von Bedeutung ist.

ELRU-Information 294

Röhren

Reflexklystron TK 6

Dieses Reflexklystron (*Telefunken*) arbeitet im Frequenzgebiet um 7 GHz, das besonders für Funkbrücken mit wenigen Kanälen vorgesehen ist. Für die Röhre gelten bei 7,2 GHz und Schwingbereich $n = 3$ folgende Betriebswerte: Resonator-Gleichspannung 300 V, Resonator-Gleichstrom 24 mA, Reflektor-Gleichspannung (für max. HF-Leistung) —140... —110 V, Reflektor-Gleichstrom $< 3 \mu A$, HF-Ausgangsleistung bei 40 MHz elektronischer Bandbreite 190 mW, Modulationssteilheit 1,3 MHz/V. Der extrem niedrige Temperaturkoeffizient von 10 kHz/°C sichert auch bei starken Temperaturschwankungen frequenzstabilen Betrieb der Röhre.

ELRU-Information 295

Keramikröhren 2 C 39 AC und RS 1022 C

Für den Bereich der sehr hohen Frequenzen brachte *Siemens & Halske* erstmalig zwei Röhren in keramischer Technik auf den Markt. Die Scheibentriode 2 C 39 AC, eine Weiterentwicklung der in Glastechnik ausgeführten Dezimeter-Oszillatordröhre 2 C 39 A, zeichnet sich vor allem durch die höhere Dauerstrichleistung aus. Mit 16 W bei 3 GHz erreicht sie etwa die doppelte HF-Leistung der bisherigen Glasausführung.

Die Senderöhre RS 1022 C gibt in Gitterbasisschaltung bei 600 MHz und 8 MHz Bandbreite 1,6 kW Nutzleistung ab und benötigt dabei nur 220 W Steuerleistung. Bei 1000 MHz werden noch 400 W abgegeben. Die Röhre entspricht annähernd dem amerikanischen Typ 6181 und ist die erste ihrer Art auf dem europäischen Kontinent.

ELRU-Information 296

Hochstrom-Schaltröhre HSR 21

Mit der Hochstrom-Schaltröhre HSR 21 hat *Cerberus* (Deutsche Vertretung: *A. Neve*) eine Kaltkathodenröhre für sehr hohe Stromspitzen herausgebracht, die besonders zur Erzeugung von Stromstößen kurzer Dauer und geringer Häufigkeit bestimmt ist. Der Einsatz der Entladung wird leistungsarm über eine Starterelektrode gesteuert (Stromverstärkung $10^8 \dots 10^{10}$). Bei 2 kV Betriebsspannung sind Spitzenströme bis 10000 A zulässig.

Technische Daten: Zündspannung Anode—Kathode min. 2500 V; Zündspannung Starter—Kathode (statisch) min. 200 V, dynamisch max. 800 V; Zündspannung Hilfsanode—Kathode max. 600 V, Bogenspannung Anode—Kathode (bei 8000 A) 150 V, Brennschaltung Hilfsanode—Kathode (bei 2 mA) 170 V, Übernahmzeit (Verzögerungszeit für die Übernahme der Steuerentladung durch die Hauptentladung, gemessen vom Augenblick der Zündung der Steuerentladung im Starter bis zum Einsetzen des Anodenstroms) 10 μs ; Energie je Entladung 1000 Ws. Die in beliebiger Lage montierbare Röhre hat bei den angegebenen typischen Betriebsbedingungen eine Lebensdauer von über 1000 Entladungen.

ELRU-Information 297

Höchstleistungs-Blitzröhre

Eine neue Blitzröhre, die alle halbe Sekunde mit 52 Ws belastbar ist, stellt jetzt *Philips* her. Diese Röhre ist besonders für neuartige Blitz-Anflugbefeuerungen von Flughäfen sowie für Bojen in der Schifffahrt und als Gefahrenfeuer für die Luftfahrt geeignet. Bei Verwendung eines Reflektors läßt sich mit der Blitzröhre eine Lichtstärke von über 30 Millionen cd erreichen. Die Blitzröhre 103779 arbeitet mit einer Anoden-Spannung von min. 1,7 kV und max. 1,95 kV. Die Mindestzündspannung ist 9 kV, die Zündarbeitsleistung bei 9 kV Spitze 4...6 mWs. Der Lichtstrom-Scheitelwert liegt bei $12 \cdot 10^6$ lm, der integrierte Lichtstrom bei 3500 lm s. Die Farbtemperatur entspricht 6500° K, die Leistungsaufnahme max. 104 W. Die in beliebiger Brennlage verwendbare Xenon-Blitzröhre hat eine Lebensdauer von $3,5 \cdot 10^6$ Blitzen, das entspricht bei einer Blitzfrequenz von 2 Hz einer Lebensdauer von 500 Stunden.

ELRU-Information 298

Dekadische Zählröhre EZ 10

Diese Kaltkathoden-Zählröhre der *Cerberus GmbH* (Deutsche Vertretung: *A. Neve*) mit 10 einzeln herausgeführten Hauptkathoden ist für max. 3000 Imp/s Zählgeschwindigkeit bestimmt und gestattet die Ablesung des Zählergebnisses entweder optisch an der Röhre oder elektrisch an den in der Kathodenzuleitung liegenden Widerständen. Nullstellung oder Voreinstellung einer bestimmten Zahl erfolgt durch kurzzeitiges Anlegen einer negativen Vorspannung von mindestens 80 V an das katodenseitige Ende des Widerstandes der betreffenden Zählstufe. (Über einen ausgeführten Dekadenzähler vgl. FUNK-TECHNIK Nr. 9/1958, S. 302.)

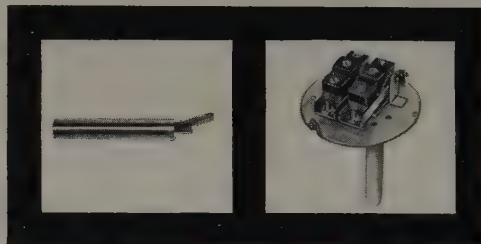
ELRU-Information 299

Elektrolumineszenzplatten

Nach umfangreichen Forschungen bringt *Philips* nunmehr Elektrolumineszenzplatten, „Ellu-Platten“ genannt, auf den Markt, die ohne Vorschaltgerät an das Wechselstromnetz (220 V, 50 Hz) angeschlossen werden können. Sie werden in verschiedenen Größen (von 40×20 mm



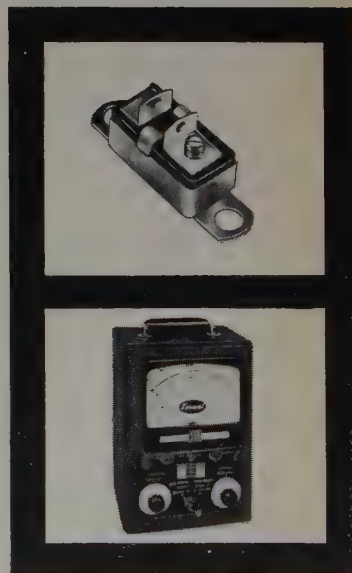
Fenwal



++

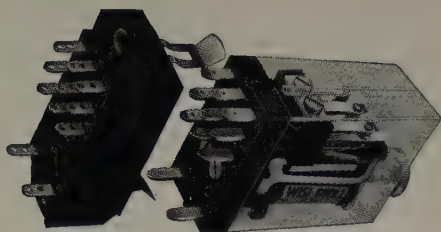
Temperatur-Regelung und Temperatur-Alarmierung

sind zwei wichtige Faktoren in der Betriebssicherung thermischer Systeme. Verschiedene Fenwal-Funktionsprinzipien stehen heute zur Verfügung, um Temperaturregelungsprobleme - auch solche die anscheinend außerhalb der bisherigen technischen Möglichkeiten liegen - zu lösen. Fenwal-Temperatur-Regelungsgeräte - vom Miniatur-Thermostaten bis zum elektronischen, anzeigenden Regler mit Thermistorfühler - sind Präzisionsgeräte mit außerordentlich geringen Meßtoleranzen. Selbst komplizierte Aufgaben wie die Ausrüstung von künstlichen Erdsatelliten mit thermischen Meßinstrumenten hat Fenwal gelöst. Haben Sie schwierigere Probleme?



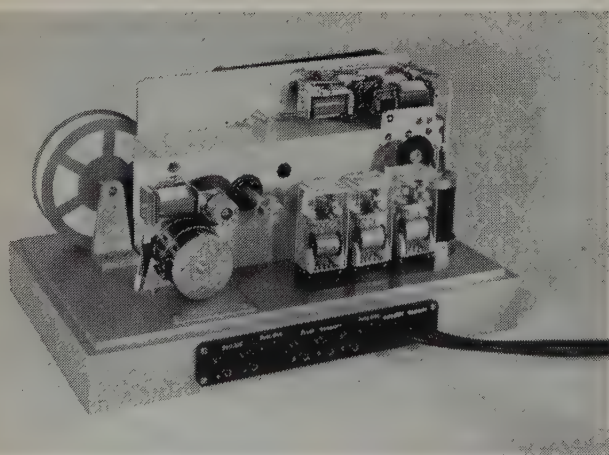
WISI

relais



WISI-Relais »GWR 1 - ST«
empfindliches Universalrelais
präzise · lageunabhängig · mit
kleinen Abmessungen · hauben-
geschützt und leicht auswechselbar
Betriebsspannung bis 220 V ~ oder 125 V =
Betriebsleistung max. 2,3 VA oder 1,2 W
Kontaktbestückung bis 3 x u / Hochlast
Kontaktleistung bis zu max. 400 VA.
Wir unterrichten Sie gern ausführlich über unser Programm in Steuerrelais und Automation. – Bitte fordern Sie Spezialdruckschriften an.

Druckwerke Druckchronographen



ZAHLENDRUCKWERKE

zur Auswertung elektronischer Messungen und zur Umsetzung einer Folge von Meßwerten in gedruckte Ergebnisse.

Einwählen der Typenräder mit 50 Hz. — Ausführung der Druckeinheiten in Baugruppen, daher sehr anpassungsfähig.

Fordern Sie bitte Prospekt BZ 4219 an

HERMANN WETZER KG
PFRONTEN / BAYERN



bis 300×300 mm) und Formen (Rechteck, Kreis und Dreieck) hergestellt und dienen insbesondere zur gleichmäßigen und blendungsfreien Ausleuchtung von Skalen und Schildern.

Die Ellu-Platte besteht aus einer Leuchtstoffschicht von einigen μ Dicke, die sich zwischen einer durchsichtigen Elektroden-schicht auf der einen und einer undurchsichtigen Elektroden-schicht auf der anderen Seite befindet. Als Träger und als Deckplatte dienen Glasplatten. Legt man an die beiden Elektroden eine Wechselspannung, so entsteht im Leuchtstoff ein elektrisches Wechselfeld mit sehr hohen örtlichen Feldstärken und demzufolge hohen Elektronenbeschleunigungen. Beim Umkehren des Feldes geben die beschleunigten Elektronen die überschüssige Energie als Licht ab. Dieser Vorgang wiederholt sich bei jeder Halbwelle, so daß die Leuchtdichte bei Erhöhung der Frequenz zunimmt; weiterhin läßt sie sich durch Spannungsänderung beeinflussen. Bei 220 V, 50 Hz, ist die Leuchtdichte auf der Platte etwa 15 asb und steigt bei 100 oder 600 Hz auf 45 bzw. 260 asb; die höchstzulässige Frequenz liegt bei etwa 1 kHz. Die maximal zulässige Scheitelspannung ist etwa 340 V, die zum Erregen des Leuchtstoffes erforderliche Mindestspannung rund 110 V. Der Leuchtdichterückgang nach 2000 Betriebsstunden (bezogen auf den Anfangswert) beträgt etwa 20%, die Lichtausbeute etwa 7,5 lm/W.

ELRU-Information 300

Relais und Schalter

Magnetisches Zeitrelais

Für schweren Betrieb mit großer Schalt-häufigkeit und hohen Schalt-leistungen hat die AEG ein Zeitrelais in zwei Ausführungen für Gleich- und Wechselstrom entwickelt. Als Schaltelement hat es einen Elektromagneten, der bei Kurzschließen der Erregerspule den Kern nach einer genau einstellbaren Zeit abfallen läßt. Die Abfallzeit ist stufenlos zwischen 0,3 und 2,5 s nach Skala einstellbar und von der Steuerspannung und der Raumtemperatur im Bereich $\pm 10\%$ praktisch unabhängig. Die neuartigen Steuerkontaktstücke gewährleisten stets gleichzeitiges Abheben der Schaltbrücke von den Kontaktstücken, so daß bei großen Abschaltleistungen ein einseitiges Abbrennen vermieden wird. Bei der üblichen Verwendung des Zeitrelais erreichen die Kontaktstücke Schaltzahlen von über 1 Million; die mechanischen Teile haben eine Lebensdauer von über 10 Millionen Schaltungen.

ELRU-Information 301

Sprungkontakt-Relais

Um bei Relais auch bei langsamer Änderung der Erregung klare und exakte Schaltungen zu erzielen, hat Eberle & Co. den sogenannten „Sprungkontakt“ entwickelt. Dieses Industrie-Relais nach VDE 0660 mit Schließer und Öffner ist als Typ „4421“ für Wechsel- oder Gleichstromerregung, als Typ „4422“ als periodischer Impulsgeber und als Typ „4423“ als Kondensator-Verzögerungsrelais lieferbar. Das Relais dient zum Schalten von Wechselstromkreisen jeder Art und ist insbesondere zum Einbau in Steuer- und Regelungseinrichtungen bestimmt, bei denen es auf zuverlässige Kontaktabgabe ankommt. Kleinere Erschütterungen sowie Neigungen bis zu 25° sind praktisch ohne Einfluß auf den Schaltvorgang. Bei Erregung des Relais zieht der Schneidanker an und betätigt über einen Kunststoffknopf das Kontaktsprungwerk.

ELRU-Information 302

Zeitrelais

Werden für den Aufbau elektronischer Steuerungen Relais sehr unterschiedlicher Zeitverzögerung benötigt, so müssen verschiedene Prinzipien für den Aufbau verwendet werden. Die Firma Antriebs- und Regeltechnik GmbH liefert deshalb für diesen Zweck Kondensator-Zeitrelais, elektronische Zeitrelais und Motor-Zeitrelais. Die Kondensator-Zeitrelais sind für Verzögerungszeiten von 0...30 s geeignet und als ausschalt- oder einschaltverzögerte Relais lieferbar. Je nach Typ sind die Verzögerungszeiten zwischen 0,5 und 30 s fest eingestellt oder im Verhältnis 1:3 bei einer kürzesten Verzögerungszeit von 0,5 s und einer höchsten Verzögerungszeit von 10 s einstellbar; Zeitgenauigkeit: $\pm 5\%$ der maximalen Verzögerungszeit bei $\pm 15\%$ Schwankung der Erregerspannung. Für Verzögerungszeiten bis zu 240 s finden die mit Kaltkathodenröhre bestückten elektronischen Zeitrelais Verwendung. Sie sind mit fest eingestellten Verzögerungszeiten zwischen 0 und 240 s oder mit einstellbaren Verzögerungszeiten ausgeführt und erreichen durch Verwendung stabilerer Arbeitsspannungen eine Zeitgenauigkeit von $\pm 1\%$ der angegebenen maximalen Verzögerungszeit. Einen Synchronmotor als Antriebsmotor, einen elektrischen Kuppelmagneten und ein Getriebe mit Mikroschalter verwenden die Motor-Zeitrelais, deren Zeitschwankungen maximal $\pm 1\%$ des Skalendwertes betragen. Bei Erregung des Zeitrelais läuft der Synchronmotor an, gleichzeitig wird das Getriebe eingekuppelt. Ein mit dem Getriebe laufender Hebelarm betätigt nach Ablauf der gewählten Zeit die Schaltelemente. Bei Entregung werden Motor und Getriebe entkuppelt; dabei bringt eine Feder Hebelarm und Getrieberäder wieder in die Ausgangslage zurück. Die Relais des Typ „MRF“ sind für Zeiten zwischen 0 und 1800 s

fest eingestellt. Beim Relais Typ „MRI“ läßt sich die Laufzeit stetig einstellen und beim Typ „MRA“ je nach Ausführung in verschiedenen Stufen von je 0,1...5 s.

ELRU-Information 303

Kapazitives Niveau-Relais

Für die elektrische Niveaumessung nichtleitender Medien, z. B. Öl, Lacke, Mehl, Zucker, Kies, Flugasche, Zement, Kohle usw., ist das kapazitive Niveau-Relais Typ „Rc“ der Firma K. Heim bestimmt. Je nach DK des zu erfassenden Materials kann das Relais ohne jede Nachstimmung im Temperaturbereich 20...40°C benutzt werden. Für $\epsilon < 2$ ist eine Temperaturkompensation möglich, die das Relais im Bereich +5...40°C stabilisiert. Das Niveau-Relais arbeitet mit einer kapazitiven Rohrsonde und einer kapazitiven Elektrode oder kapazitiven Membrandose mit Anschlußkopf. Das kapazitive Minimum-Maximum-Fernmeß-Relais „Rcmm“ verwendet ebenfalls eine elektrisch isolierte Sonde. Ändert sich nach Abstimmung infolge Veränderung des Dielektrikums der Zustand des Schwingkreises, so tritt eine Anodenstromänderung auf, die zum Betätigen eines Minimum-Maximum-Relais benutzt werden kann. Die erreichbare Genauigkeit liegt bei 5% vom Endwert.

Das schon bekannte Transistor-Relais wird von vielen Firmen im Rahmen der Automatisierung herangezogen und kann mit ganz geringfügigen Änderungen auch als Feinkontakt-Schutzrelais für hochempfindliche Quecksilber-Kontaktthermometer benutzt werden. Beim Elektrometer-Relais „Etr“ für schwach leitende Medien ist dem zweistufigen Transistor-Relais eine Elektrometerröhre vorgeschaltet. Je nach Schaltung spricht dieses Relais auf ohmsche oder kapazitive Änderungen an.

ELRU-Information 304

Präzisions-Zeitschaltwerke

Im Zeichen der Automatisierung werden an die Schaltungstechnik erhöhte Anforderungen gestellt, und den Zeitrelais kommt als Bauelement besondere Bedeutung zu. Die durch einen Synchro-motor angetriebenen Langzeitrelais der Firma Eberle & Co. haben $\pm 1\%$ Zeitgenauigkeit vom Skalenendwert und können mit bis zu zwei Arbeits- oder Ruhekontakten bestückt werden, die bei rein ohmscher Last bei 220 V, 50 Hz, mit 3 A belastbar sind. Die Normalausführung des Typs „670“ ist mit mehreren Zeitbereichen zwischen $< 1...6$ s und $1,25...30$ min lieferbar und der Typ „671“ mit Zeitbereichen zwischen 2,5 und 60 s beziehungsweise 2,5 und 60 min beziehungsweise 2,5 und 60 h. Der Schaltvorgang beim Typ „670“ erfolgt nach Erregung und Ablauf der eingestellten Zeit; bei Entregung gehen die Kontakte in die Ausgangsstellung zurück. Beim Typ „671“ wird der Schaltvorgang direkt bei Erregung ausgeführt; nach Entregung gehen die Kontakte nach Ablauf der eingestellten Zeit in die Ausgangsstellung zurück.

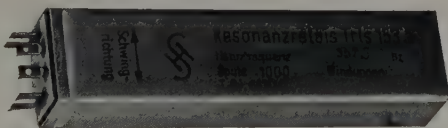
ELRU-Information 305

Thermoschalter „TS 2“

Der Thermoschalter „TS 2“ von BBC ist als einziger auf dem Markt für unmittelbaren Anschluß der Netzspannung (220 V) an den Heizstromkreis ausgeführt, benötigt also keinen Zwischentransformator. Er arbeitet nach dem Bimetall-Prinzip und ist mit einem Umschalt-Schnappkontakt für 3 A, 220 V~, ausgerüstet. Der „TS 2“ hat die Form einer Empfängeröhre und ist vor allem zum verzögerten Ein- und Ausschalten von Stromkreisen bestimmt (z. B. Anschalten der Belastung nach Vorheizung von industriellen Gleichrichterröhren oder von Thyatronen mit Quecksilberdampffüllung). Ebenso läßt er sich als Überstromrelais, für Kontroll- und Alarmvorrichtungen, als Zeitschalter für physikalische und medizinische Apparate usw. verwenden. Die Verzögerungszeit ist auf Werte zwischen 2 und 5 min einstellbar. In besonderen Schaltungen lassen sich Verzögerungszeiten zwischen 20 s und 10 min erreichen.

ELRU-Information 306

Resonanzrelais „Trls 153a“



Dieses Resonanzrelais der Siemens & Halske AG ist ein elektromechanisches Relais, dessen frequenzbestimmendes Element eine abgestimmte, kontaktgebende Zunge ist. Der Betrieb des Resonanzrelais erfordert wegen der intermittierenden Kontaktgabe eine Folgeschaltung, die beispielsweise ein Folgerelais, Stromtor, Glimmlampe oder ähnliche Schaltmittel enthält. Das Relais ist für Frequenzen im Bereich 352,5...937,5 Hz lieferbar, wobei sich die jeweilige Nennfrequenz aus der Beziehung $f_n = (2n + 1) \cdot 7,5$ Hz für $n = 23...62$ (ganzzahlig) ergibt. Bei 20°C ist die Abweichung von der Nennfrequenz $\leq 0,4$ Hz.

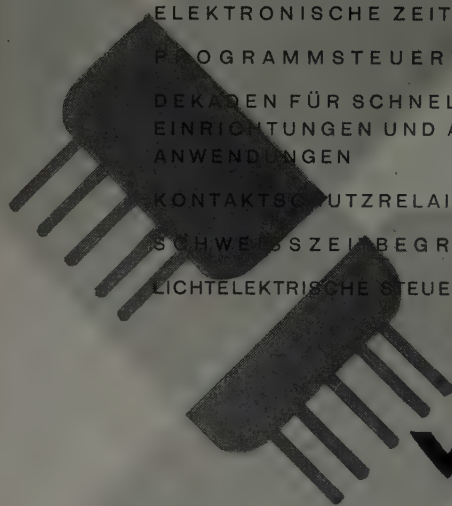
ELRU-Information 307

Druckwellen-Kontakte

Für viele Steuerungs- und Regelungsaufgaben ist es interessant, elektrische Kontakte auch pneumatisch betätigen zu können. Die von der Firma Franz Baumgartner entwickelte Druckwellen-Steuerung ist vor allem für explosionsgefährdete Räume, chemische Fabriken, Werkzeugmaschinen usw. von Bedeutung. Der beispielsweise als normaler Druckknopf ausgebildete Druckwellengeber erzeugt infolge Volumenänderung eine Druckwelle, die über einen Plastischlauch auf den Druckwellen-

ELEKTRONISCHE STEUER- UND REGELGERÄTE

ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS
PROGRAMMSTEUERUNGEN
DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-
EINRICHTUNGEN UND ANDERE
ANWENDUNGEN
KONTAKTSCHUTZRELAIS
SCHWELSSZEITBEGRENZER
LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN



VONA



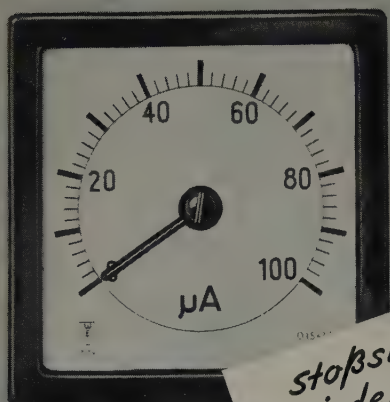
GEHR. V. ALTEN
KRONBERG IM TAUNUS

FERNRUF 25 34 • FERNSCHREIBER 041 12 98

ELEKTRO-APPARATE- UND RELAIS-BAU

TEKA-DE
NÜRNBERG 2

LANGSKALEN-INSTRUMENTE



*stoßsicher
für jede Meßgröße
Gehäuse 48-744*

WEIGAND

ERLANGEN / BAYERN

Kontakt übertragen wird, dort die Membrane bewegt und damit den elektrischen Kontakt schließt, der seinerseits ein Relais betätigen kann. Zum Auslösen des Schaltvorganges ist kein permanenter Druck notwendig, sondern nur eine Druckwelle. Um nach Auslösen der Druckwelle den Normalzustand wiederherzustellen, ist eine künstliche Undichtigkeit oder eine Ausgleichkapillare an dem Druckwellenkontakt angebracht. Es wird also, auch wenn der Geber dauernd gedrückt bleibt, stets nur ein Impulskontakt gegeben. Das System reagiert sowohl auf Überdruck als auch auf Unterdruck.

ELRU-Information 308

Bauelemente

ML-Kondensatoren

Die Gruppe der bisherigen selbstheilenden MP-Kondensatoren für Gleichspannung hat *Bosch* jetzt durch den ML-Kondensator für niedrige Gleichspannungen erweitert. Bei dieser neuen Bauweise ist das üblicherweise aus Papier bestehende Dielektrikum durch Lackfilme ersetzt. Eine Elektrode wird von einer Aluminiumfolie gebildet, auf die auf beiden Seiten mehrere Lackschichten aufgetragen sind. Auf das Lack-Dielektrikum wird ein so dünner Metallbelag aufgedampft, daß bei eventuellen Durchschlägen eine einwandfreie Selbstheilung stattfindet. Der Verlustfaktor liegt bei 20° C und 800 Hz unter 0,015. Kapazitäten zwischen 2 und 12 µF sind für 120 V Nennspannung (Spitzenspannung 160 V) und Kapazitäten zwischen 15 und 200 µF für 80 V Nennspannung (Spitzenspannung 120 V) lieferbar. Die Spitzenspannung darf bei 20° C insgesamt bis zu 2000 Stunden, bei 70° C bis zu 200 Stunden am Kondensator liegen. ML-Kondensatoren der Klasse 1 sind für Temperaturen von -40...+85° C, ML-Kondensatoren der Klasse 2 für Temperaturen von -25...+70° C zugelassen.

ELRU-Information 309

Kleinkondensatoren

In der Reihe der Kleinkondensatoren brachte die *Hydrawerk AG* neu die „Hydrapan“-Ausführung heraus, die durch eine feuchtigkeitssichere Isolierumhüllung und stirnseitigen Kunstharzverguß gekennzeichnet ist. Die Kondensatoren dieses Typs sind vorzugsweise für die Rundfunk-, Fernseh- und Phonotechnik bestimmt.

ELRU-Information 310

Fassungs-Streifen für gedruckte Schaltungen

Für die Verwendung in gedruckten Schaltungen liefert *Valvo* unter der Bezeichnung „B 8.700.49“ auf Streifen von 1 m Länge aufgereihete Röhrenfassungen (50 Noval-Fassungen). Sie bestehen aus Hartpapier, haben versilberte Schabefedern und eignen sich sowohl für Millimeter- als auch für Zollraster. Die Fassungs-Streifen sind für die Montage durch Bestückungsmaschinen vorgesehen, eignen sich aber auch für die Bestückung von Hand.

ELRU-Information 311

NEUE BÜCHER

Wörterbuch der Photo-, Film- und Kinotechnik mit Randgebieten I. Band: Englisch, Deutsch, Französisch

Von Wolfgang Grau. Berlin-Borsigwalde 1958, VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH. 664 S. 15 x 21 cm. Preis in Ganzl. geb. 37,50 DM.

Gute Fachwörterbücher gehören heute mehr denn je zum unentbehrlichen täglichen Handwerkszeug nicht nur des Wissenschaftlers, Ingenieurs und Technikers, sondern auch des Kaufmannes und des Studierenden. Ohne das Lesen und Übersetzen fremdsprachiger Literatur und Korrespondenz ist vielfach die laufend anfallende Arbeit nicht mehr zu erledigen. In dem vorliegenden ersten Band hat der Verfasser — in mehr als achtjähriger Forschungsarbeit gesammelt — über 16000 wissenschaftliche, technische und wirtschaftliche Fachwörter in englischer, deutscher und französischer Sprache systematisch zusammengestellt, so daß das Buch für die Fachgebiete Phototechnik, Film- und Kinotechnik und Angewandte Elektroakustik (Verfahren und Geräte zur Aufnahme und Wiedergabe von Schall) eine praktisch lückenlose Zusammenfassung aller termini technici enthält. Erfreulicherweise sind dabei die Randgebiete nicht zu kurz gekommen, so daß auch der Praktiker alle für ihn wichtigen Ausdrücke ebenso gut findet wie der technische oder der kaufmännische Korrespondent. Das Buch ist das erste von drei Bänden wechselseitiger alphabetischer Ordnung. Nach der Herausgabe der beiden anderen Bände in deutsch beziehungsweise in französisch mit den entsprechenden Fachausdrücken der jeweils korrespondierenden Sprachen wird das Werk abgeschlossen sein. In übersichtlicher Anordnung findet man in dem vorliegenden Band für jeden englischen Ausdruck sofort die Übersetzung in die deutsche und in die französische Sprache sowie synonymische Erklärungen. Das aus der Praxis für die Praxis entstandene Buch ist damit ein stets zuverlässig informierendes Hilfsmittel, wenn es gilt, englisch-amerikanische Fachausdrücke (auch Slangausdrücke) richtig und unmißverständlich in die deutsche oder französische Sprache zu übersetzen.

R.

PRESSLER



PHOTOZELLEN

GLIMMLAMPEN

STABILISATOREN

GLIMMRELAIS

BLITZRÖHREN

VAKUUMTECHNIK · ERLANGEN

ELRU - Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.



ELRU - Informationen

Neue Erzeugnisse • Industrie-Druckschriften

AEG

Neue Hochleistungsplatten für Selengleichrichter

Die elektrischen Eigenschaften der AEG-Selengleichrichterplatten wurden wesentlich verbessert, so daß die Nennströme ganz erheblich erhöht werden konnten. Bei gleicher Leistung ergibt sich damit gegenüber den bisherigen Plattensätzen eine Verringerung der Plattenfläche und des Raumbedarfs um 30...50%. Bei 20°C ist der Bahnwiderstand etwa 1,5 Ω cm²; die Schleusenspannung liegt bei 0,6 V. Bei höheren Betriebstemperaturen — es sind jetzt 80°C zugelassen — nehmen diese für den Durchlaßwiderstand maßgebenden Größen noch günstigere Werte an.

ELRU-Information 255

Airpax

Magmeter „F-992“

Dieses Gerät wandelt Frequenzänderungen im Bereich 375...425 Hz in einen der Frequenzänderung proportionalen Gleichstrom um, der an einem Drehspulinstrument (50 μ A) angezeigt oder direkt als Eingangsgröße für automatische Steuerungen und Regelungen benutzt werden kann. Das Magmeter arbeitet nach dem Prinzip der in jeder Halbperiode entgegengesetzt ge-

sättigten Eisenkernspule, in deren Sekundärwicklung dadurch in jeder Periode je ein positiver und ein negativer Impuls induziert werden.

ELRU-Information 256

Bosch

MP-Kondensatoren

Die neue im Mehrfarbendruck herausgekommene Druckschrift gibt allgemeine Hinweise über die Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten der MP-Kondensatoren und enthält daneben technische Datenblätter über MP-Einheitskondensatoren, MP-Hochspannungskondensatoren, MP-Kondensatoren für Entladungslampen, MP-Motorkondensatoren und MP-Phasenschieberkondensatoren.

ELRU-Information 257

Deac

Spezial-Ladegerät

Für die gasdichten Deac-Rundzellen „451 D“ wurde ein neues Spezial-Ladegerät entwickelt, das gleichzeitiges Laden von vier Zellen gestattet. Die Ladedauer beträgt nach Entladung der Batterie bis zur zulässigen Entladungsspannung etwa 14 Stunden. Das Ladegerät ist in zwei Ausführungen lieferbar: zum Anschluß an das Wechselstromnetz

(110, 125, 150, 220 V) oder zum Anschluß an eine 6-V-Starterbatterie.

ELRU-Information 258

Elektro Spezial Programm-katalog

Der mehrfarbige Katalog gibt auf 62 Seiten Auskunft über das vielseitige Vertriebsprogramm in elektronischen Meß-, Regel- und Registriergeräten. Außerdem sind die wissenschaftlichen Apparate und Anlagen sowie Geräte für den Fernmelde-Sektor enthalten. Tabellenartige Zusammenstellungen und einleitende Texte zu jeder Gerätegruppe, die Aufschluß über Meßverfahren der Geräte und deren Anwendungsmöglichkeiten geben, sowie Bilder aus Labor und Fertigung vervollständigen den Inhalt.

ELRU-Information 259

Dehnungsmeßgeräte

Alle Philips-Dehnungsmeßgeräte sind übersichtlich in einem neuen Prospektblatt zusammengestellt. DM-Streifen, DM-Geber für Druck und Zug, Umschalteneinheiten sowie Meßbrücken und Kompensatoren und Registriergeräte werden mit kurzen Erläuterungen dargestellt. Gleichzeitig erschien die neue Preisliste IMRA 3 vom Juni 1958.

ELRU-Information 260

Preisliste WA 2

Diese soeben erschienene neue Preisliste für wissenschaftliche Geräte und Anlagen zeigt in Tabellenform die vielseitigen Kombinationsmöglichkeiten von Einzelbausteinen zu Philips-Strahlungsmeßplätzen.

ELRU-Information 261

English Electric Valve Co. Valves for R. F. Heating

In den vergangenen Jahren sind Senderöhren mittlerer und größerer Leistung entwickelt worden, deren Eigenschaften den speziellen Erfordernissen der industriellen HF-Erwärmungstechnik angepaßt sind. Einen ausführlichen Überblick über das Typenangebot mit technischen Daten und Kennlinien sowie eine gute Einführung in die Technik der Anwendung dieser Röhren gibt die Neuauflage dieses kleinen Handbuches, das darüber hinaus auch noch Gleichrichterröhren mit Quecksilberdampf- und Xenon-Füllung enthält. Ein beigelegtes transparentes Diagramm erleichtert die Bestimmung der wichtigsten Arbeitsdaten aus dem Kennlinienfeld.

ELRU-Information 262

7

1958



enthält in den Juni- / Juliheften u. a. folgende Beiträge

2. Juniheft 1958 (Nr. 12)

Entwicklungstendenzen im Fernsehempfängerbau
 Neue Heim-Magnetongeräte
 Großflächen-Abstimmanzeige und Zeilenautomatikschaltung
 Hochleistungs-Fernsehempfänger
 Der »Bildregler« · Eine neuartige Abstimmanzeige
 im Fernsehempfänger »S 853«
 Prinzipien der Zweikomponentenschrift bei der stereophonischen Schallplatte
 Fernsehempfänger 1958—59 · Schaltungstechnische und konstruktive
 Einzelheiten; 4. Bericht
 UKW-Kleinstfunkgerät »BBT«
 So arbeitet mein Fernsehempfänger (25)

1. Juliheft 1958 (Nr. 13)

Weiterentwickelte Rundfunkempfänger
 Rundfunk-Heimempfänger 1958—59
 Rundfunkgeräte mit Stereophonie-Effekt
 Über die Entwicklung der Gitterbasisröhre PC 86
 Dezi-Tuner für Fernsehempfänger
 Neue Siliziumgleichrichter und Photoelemente
 Kernwerkstoffe für Ausgangsübertrager
 Die Einseitenbandmodulation
 Kleinstladegeräte mit Vorschaltkondensator
 Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (24)

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Von Sendern und Frequenzen
 Aus Zeitschriften und Büchern

Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH · Berlin-Borsigwalde

General Radio

General Radio Experimentier Nr. 12

Der Hauptbeitrag behandelt die Messung von dielektrischen Eigenschaften im Bereich 200...5000 MHz. Ein weiterer Beitrag unterrichtet über die Meßleitung „874-LM“ für Isolierstoffe. Auch diesem Heft hat die deutsche Vertretung (Dr. Ing. Nüsslein) wieder eine deutsche Übersetzung der Beiträge beigelegt.

ELRU-Information 263

Peekel

Phasenwinkel-Meßgerät „FB 120“

Das Gerät ermöglicht die sehr genaue Messung des Phasenwinkels zwischen zwei Wechselspannungen gleicher Frequenz im Bereich 0,2...50000 Hz bei Eingangsspannungen zwischen 50 mV und 10 V. Der Phasenwinkel wird an einem eingebauten Instrument auf 0,25° genau abgelesen oder auf einem außen zusätzlich angeschlossenen Schreiber registriert. Die Ablesegenauigkeit des Anzeigeinstruments wird dadurch erhöht, daß der Bereich 0...360° in 8 Einzelbereiche unterteilt ist. Da die Anzeige des Phasenwinkels von Amplitudenschwankungen des Signals (1:200) unabhängig ist und auch durch harmonische Verzerrungen kaum beeinflusst wird, ist das Gerät besonders zur Registrierung von Phasen-Frequenzgangkurven geeignet.

ELRU-Information 264

Pertrix

Transistor-Batterie

Speziell für Transistorgeräte hat Pertrix eine neue Hochleistungs-Perplex-Zelle entwickelt, bei der es durch Verwendung eines neuartigen Elektrolytpapiers an Stelle von Elektrolytpaste möglich war, bei gleichem Zellenvolumen die Menge der aktiven Bestandteile um etwa 40...50% zu erhöhen, so daß die neue Zelle leistungsmäßig bis zu 100% über normalen Perplex-Zellen liegt. Ein neues Formteil aus Polyäthylen zur Abdichtung und ein Metallkappenverschluß bieten größtmöglichen Schutz gegen Elektrolytaustritt.

ELRU-Information 265

Philips

Kinotechnik Heft 27

Neben einem ausführlichen Beitrag über Maltesergetriebe werden in weiteren Beiträgen u. a. das Technirama-Verfahren und die Aufnahme der Musik für Schallplatten behandelt.

ELRU-Information 266

Rafena Werke

Richtfunkverbindungsgerät „RVG 934“

Dieses Gerät gestattet die drahtlose Übertragung von 6, 12, 18 oder 24 Nachrichtenkanälen im Bereich 2,45...2,7 GHz. Über die technischen Daten unterrichtet

ein vorläufiges Informationsblatt. Die technischen Daten und Abmessungen der auch für zahlreiche andere Richtfunkanlagen verwendbaren Antennen enthält ein weiteres vierseitiges Prospektblatt.

ELRU-Information 267

Remington Rand

Die Lochkarte Heft 173/174

Ein 32seitiger, reich illustrierter Beitrag unterrichtet über ein interessantes Anwendungsbeispiel des Remington Rand-Lochkartenverfahrens im Dienste der Berufsgenossenschaft für Fahrzeughaltung Hamburg-Altona.

ELRU-Information 268

Ernst Sachs

Regelbare Ersä-Lötbander

Die Firma hat in letzter Zeit ihr Lötbadprogramm stark erweitert. Die Regelung der Temperatur des flüssigen Lötzinns erfolgt vielfach über einen angebaute Schalter, der die Leistung auf die Hälfte herabsetzt, oder mittels eingebauten Bimetall-Reglers. Für höchste Ansprüche und genaueste Temperaturregelung, speziell bei der Verlötlung von gedruckten Schaltungen, stehen die Regelautomatiken „RA 400“ (Meß- und Regelbereich bis 400° C) und „RA 600“ (bis 600° C) zur Verfügung, die eine Regelgenauigkeit von $\pm 2\%$ des

eingestellten Skalenwertes erreichen.

ELRU-Information 269

Sarkes Tarzian

Silizium-Hochstromgleichrichter

Für Ströme bis max. 200 A stehen 5 Typen von Hochstrom-Siliziumgleichrichtern zur Verfügung. Typ R: max. 20 A, U_{sp} 50...300 V; Typ S: max. 35 A, U_{sp} 50...300 V, Strahlungs- oder Druckluftkühlung; Typ V: max. 100 A, U_{sp} 50, 100, 200 und 300 V, Druckluftkühlung; Typ W: max. 150 A, U_{sp} 50, 100, 200 und 300 V; Typ X: max. 200 A (max. 900 A in 6-Phasen-Schaltung), U_{sp} 50, 100, 200 und 300 V.

ELRU-Information 270

Standard Elektrik Lorenz

Tantal-Kondensatoren mit festem Elektrolyten

Als erster Hersteller in Europa brachte das Bauelementwerk SAF Tantal-Kondensatoren mit festem Elektrolyten auf den Markt. Die Kondensatoren sind im Temperaturbereich —80 bis +65° C voll betriebsfähig, ohne daß sich Kapazität, Reststrom und Verlustfaktor wesentlich ändern; bis +85° C sind insgesamt 1000 Betriebsstunden zulässig. Der Kondensator wird in Kapazitäten von 2...240 µF für Nenngleichspannungen von 4, 8, 15 und 35 V hergestellt.

ELRU-Information 271

S. THIELE

Ein Beitrag zur Fehlerbetrachtung bei Drehmoment- und Leistungs-
messungen mittels Dehnungsmeßstreifen und elektronischer Kompen-
satoren

Wegen ihrer hohen Genauigkeit und Übersichtlichkeit hat sich für Über-
wachungsanlagen beispielsweise größerer Motoren die Dehnungsmeßstreifen-
Methode bewährt. Die Fehlermöglichkeiten einer solchen Anlage, systema-
tische wie zufällige, werden beschrieben und ihr Einfluß auf die Gesamtge-
nanigkeit diskutiert. Manche Fehler lassen sich kompensieren, andere durch
geeignete Bemessung der Bauteile klein halten, so daß die Meßgenauigkeit
recht hoch sein kann. Die vorliegende Arbeit zeigt, welche Fehlermöglich-
keiten zu beachten und welche vernachlässigbar sind.

R. FÄLKER und E. E. HÜCKING

Magnetische Messungen an Ferrit-U-Kernen für Horizontal-
Ausgangsübertrager

Zur Beurteilung und Fertigungsprüfung von Ferritkernen für Leistungsüber-
trager ist die Messung der Wechselfeldpermeabilität und der totalen Kern-
verlustleistung bei durch den Verwendungszweck gegebener Induktion und
Frequenz erforderlich. Aus verschiedenen Meßverfahren und auf Grund mit-
geteilter Meßergebnisse wird ein Gerät zur Messung von Ferrit-U-Kernen für
Fernseh-Horizontal-Ausgangsübertrager abgeleitet und beschrieben, das die
direkte Messung der Wechselfeldpermeabilität und der totalen Verlustleistung
bei einer Meßfrequenz von 15 kHz und einer Scheitelinduktion von 1000 G
ermöglicht.

H. H. REINSCH

Elektrostatische Oberflächenbehandlung von Rohren und Profilen

Bei der elektrostatischen Oberflächenbehandlung werden in einer Spritzzelle
die eingespritzten Öl- oder Farbnebel durch ein Hochspannungsfeld aufge-
laden und schlagen sich auf den geerdeten Werkstücken nieder. Arbeitsweise,
Energiebedarf und Leistung der Anlage werden beschrieben und die erreich-
baren Vorteile zahlenmäßig angegeben. Bei wesentlich geringerem Grund-
flächenbedarf der Anlage gegenüber einer Anlage mit Handbetrieb ergeben sich
erhebliche Materialeinsparungen, während die Schichtleistung bedeutend er-
höht wird.

ACHEMA 1958, 1. Bericht

Vom 31. Mai bis 8. Juni 1958 fand in Frankfurt a.M. die AICHEM 1958,
2. Ausstellungstagung für chemisches Apparatewesen, statt. Sie war nach
Ausstellungsfläche, Zahl der Aussteller und Wert der ausgestellten Güter die
größte chemisch-technische Veranstaltung der Welt. Während der Ausstellung
wurden zahlreiche wissenschaftliche Tagungen und Kongresse abgehalten.
Entsprechend der großen Bedeutung der Kernphysik und der Kerntechnik ist
der 1. Bericht vorzugsweise diesen Gebieten gewidmet.

E. BÜHLER

Der Diodenschalter, das elektronische Analogon eines elektromagne-
tischen Relais

Es wird ein elektronischer Schalter beschrieben, der ebenso wie ein elektro-
magnetisches Relais zwei potentialmäßig von dem Antriebsteil getrennte
Kontakte hat. Grundelement dieser mit Schaltzeiten von etwa 10^{-6} s arbei-
tenden Anordnung ist eine Diodenbrücke, die ihre Steuerspannungen durch
Gleichrichtung hochfrequenter Wechselspannungen erhält. Durch Tastung
der Wechselspannung kann der Schalter beliebig betätigt werden. Übertrager
im Wechselspannungsweg trennen die Schaltkontakte potentialmäßig von
dem steuernden Organ.

A. M. SPRINGER

Ein Tempo- und Tonlagenregler für Schallaufnahmen

Normalerweise ändert sich bei Änderung der Wiedergabegeschwindigkeit einer
Tonaufzeichnung die Tonhöhe. Das beschriebene Gerät, das mit einem rotie-
renden Vierfach-Hörkopf arbeitet, gestattet eine Verlängerung oder Verkür-
zung der Wiedergabezeit, ohne daß sich die Tonhöhe ändert. Andererseits ist
aber auch eine Veränderung der Tonhöhe bei gleichbleibender Abspielzeit
möglich. Dazu werden periodisch Tonspurstücke von etwa 40 ms Länge in
die Schallaufzeichnung eingefügt oder aus ihr herausgenommen. Wiedergabe-
störungen treten nicht auf.

H. HESSELBACH

Einheitsschaltungen für stabilisierte Netzgeräte

In vielen Nachrichtengeräten werden heute elektronisch stabilisierte Netzteil-
Schaltungen verwendet. Das National Bureau of Standards untersuchte im
Auftrag der amerikanischen Marine die gebräuchlichsten Schaltungen mit
dem Ziel der Vereinheitlichung. In Verbindung mit anderen Schaltungen
wurden fünf Einheitsschaltungen für stabilisierte Netzspannungen von 150
und 300 V ausgewählt und neben anderen Schaltungen in einem Handbuch
veröffentlicht.

Deutsche Industrie-Messe Hannover 1958, 3. Bericht

Der abschließende 3. Bericht bringt im Rahmen der ELRU-Informationen
kurze Besprechungen von neuen Geräten und Anlagen aus den Fachgebieten
Elektroakustik, Messen, Steuern und Regeln sowie Zählen und Rechnen.

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 12 (1958) No. 8

G. THIELE: A Contribution for Ascertaining Errors in the Measurement of the Moment of Torsion and Power by Resistive Strain Gauges p. 263—267

The method of resistive strain gauge has been proved for equipment to supervise bigger motors e. a. because of its high precision and clarity. Error possibilities in such an equipment, systematical as well as casual, are dealt with and their influence on overall precision is discussed. Some errors can be compensated, others kept small by appropriate measurement of the components. The measuring precision may be considerably high. The article presented points out which error possibilities are to be considered and which may be neglected.

E. BÜHLER: The Diode Switch, Electronic Analogon of an Electromagnetic Relay p. 268—270

An electronic switch is described which, similar to an electromagnetic relay, has two contacts electrically insulated off the driving part. Basic component of this circuit operating with switching periods of approximately 10^{-5} s is a diode bridge fed with control voltages by rectification of high frequency ac voltages. The switch can be operated optionally by keying of ac voltage. Transformers insulate electrically the switching contacts off the controlling part.

R. FÄLKER and E. E. HÜCKING: Magnetic Measurements on Ferrite U Cores of Horizontal Output Transformers p. 270—274

The measurement of alternating fields permeability and total power loss of cores at given induction and frequency for the purpose of application is necessary for critical examination of ferrite cores in power transformers. After several methods of measurement have been carried out and based on measurement results a set for measurement of ferrite U cores in television horizontal output transformers rendering possible direct measurements of alternating fields permeability and total power loss at a measurement frequency of 15 kc and a peak induction of 1000 G is explained and described.

A. M. SPRINGER: A Regulator for Speed and Pitch of Sound on Recorded Tapes p. 275—276

Usually the pitch of sound is altering in change of reproduction speed of a recorded tape. The unit described operating with a rotating quadruple reproduction head allows extension or diminution of reproduction time without the pitch of sound changing. On the other hand a change of the pitch of sound at a constant reproduction time is possible. For this purpose sound track intervals of 40 ms are added to the sound track or subtracted. There are no distortions of reproduction.

H. H. REINSCH: Electrostatic Surface Treatment of Tubes and Profiles p. 277—278

In a spraying room oil or paint fogs are charged at the electrostatic surface treatment by a high tension field and condense on grounded pieces. Method of operation, power demand and effect of this equipment are described and the attainable advantages demonstrated by figures. Whereas the output of a shift is greatly increased, considerably lower demand of material is necessary at essentially smaller space extension of this equipment in comparison to manual operation.

H. HESSELBACH: Preferred Circuits for Stabilized Power Supplies p. 278—279

Nowadays electronically stabilized main circuits are used in telecommunication devices. The National Bureau of Standards on behalf of the US Navy examined the circuits mostly in use aiming standardization. Five preferred circuits for stabilized power supply of 150 and 300 V and other circuits were chosen and besides others published in a manual.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 12 (1958) No 8

G. THIELE: Analyse des erreurs survenant lors de la mesure de couples et de puissances par jauges à extension et compensateurs électroniques p. 263—267

A cause de sa grande précision et de sa clarté, la méthode de la jauge d'extension rend de bons services dans les installations de surveillance conçues, par exemple, pour moteurs de puissance. Pour une telle installation, les possibilités d'erreurs systématiques et fortuites sont décrites; leur influence sur la précision globale est discutée. Certaines erreurs peuvent être compensées; d'autres seront réduites par un choix correct des éléments; la précision de mesure peut ainsi être assez grande. L'article montre les possibilités importantes d'erreurs et celles qu'on peut négliger.

E. BÜHLER: Le commutateur à diodes, analogue électronique d'un relais électromagnétique p. 268—270

Le commutateur électronique décrit possède, comme le relais électromagnétique, deux contacts qui sont électriquement séparés du circuit de commande. Ce dispositif fonctionne avec un temps de commutation de l'ordre de 10^{-5} s et comporte, comme circuit de base, un pont à diodes recevant une tension de commande par redressement d'une tension de haute fréquence. L'interrupteur peut être manœuvré à volonté par commutation de la tension H. F. Des transformateurs dans le circuit alternatif assurent la séparation électrique des contacts de l'organe de commande.

R. FÄLKER et E. E. HÜCKING: Mesures magnétiques sur noyaux de ferrite en U pour transformateurs de sortie de déviation horizontale p. 270—274

Lors de l'étude et du contrôle de fabrication de noyaux de ferrite pour transformateurs de puissance, il est nécessaire d'effectuer les mesures de la perméabilité en alternatif et de la dissipation totale de noyau avec l'induction et à la fréquence correspondant à l'utilisation. En se basant sur des résultats de mesure communiqués, l'auteur décrit un appareil dérivé de plusieurs méthodes de mesure et permettant de mesurer, sur des noyaux de ferrite en U pour transformateurs de déviation horizontale, directement la perméabilité en alternatif et la dissipation totale, à une fréquence de 15 kHz et avec une induction de crête de 1000 gauss.

A. M. SPRINGER: Régulateur de vitesse et de note de reproduction pour enregistrements sonores p. 275—276

La note de reproduction d'un enregistrement sonore varie normalement avec la vitesse de lecture. L'appareil décrit travaille avec une tête quadruple et tournante de reproduction; il permet une augmentation ou une réduction de la durée de reproduction sans modification de la note. D'autre part, une modification de cette dernière est possible à durée de reproduction constante. Pour cela, on ajoute ou élimine périodiquement des fractions de piste d'une durée de 40 ms. On n'observe pas de perturbations de la reproduction.

H. H. REINSCH: Traitement électrostatique de surfaces de tubes et profils p. 277—278

Lors du traitement électrostatique des surfaces, un champ de haute tension charge les nuages d'huile ou de peinture produits par un pistolet de pulvérisation. Ces nuages se déposent alors sur les pièces mises à la masse. L'auteur traite du fonctionnement, de la consommation d'énergie et du rendement de l'installation et chiffre les avantages obtenus. Occupant une surface beaucoup plus réduite qu'une machine à fonctionnement manuel, cette installation permet une économie sensible de matériel et une augmentation considérable du rendement de fabrication.

H. HESSELBACH: Schémas standardisés pour alimentations stabilisées p. 278—279

Des alimentations électroniquement stabilisées sont actuellement utilisées dans beaucoup d'appareils de télécommunications. Le National Bureau of Standards a examiné, sur ordre de la marine américaine, les schémas les plus courants dans le but d'une standardisation. Avec d'autres montages, cinq schémas standardisés pour tensions stabilisées entre 150 et 300 V ont été choisis et publiés, avec d'autres montages, dans un manuel.